



FYS-3921

**MASTERGRADSOPPGAVE I KOMMUNIKASJON OG
MIKROELEKTRONIKK**

Design, implementering og evaluering av et trådløst
medisinsk radiometer basert på
IEEE 802.15.4-standarden og Zigbee

Amund Kronen Johansen

Juni, 2009

DET MATEMATISK-NATURVITENSKAPELIGE FAKULTET
Institutt for fysikk og teknologi
Universitetet i Tromsø

FYS-3921

MASTERGRADSOPPGAVE I KOMMUNIKASJON OG
MIKROELEKTRONIKK

Design, implementering og evaluering av et trådløst
medisinsk radiometer basert på
IEEE 802.15.4-standarden og Zigbee

Amund Kronen Johansen

Juni, 2009

Sammendrag

Brystkreft er den vanligste kreftformen for kvinner og overlevelsesraten er betydelig høyere ved tidlig deteksjon. De vanligste undersøkelsesmetodene (mammografi, ultralyd, MRI) er basert på aktive metoder som medfører en viss strålingsfare. Et enkelt, ikke-invasivt instrument som baserer seg på passive metoder er derfor motivasjonen for denne masteroppgaven.

Opgaven beskriver en konseptuell implementasjon av et medisinsk radiometer basert på Dicke-prinsippet. Vi søker et enkelt og forminsket instrument, som implementerer en trådløs overføring til terminal (for eksempel en elektronisk journal) basert på Zigbee-standard. Grunnleggende teoretiske prinsipper for mikrobølgeelektronikk og Zigbee presenteres. Videre beskrives implementasjonen av de ulike hoveddelene av systemet i detalj. Det foretas så en grundig numerisk analyse av den radiometriske front-end, før totalsystemet og dets hoveddeler blir uttestet.

Det ferdige systemet er utprøvd ved radiometriske målinger på relativt sterke støykilder, hvor måldata er trådløst overført til terminal. Målinger viser en forbedring av instrumentdrift fra omtrent 2.5 % når front-end benyttes som et totaleffektsradiometer til 0.37 % når Dicke-systemet benyttes. Dette tilsvarer en drift på maksimalt 1.2 K ved radiometriske målinger på reelle termiske støykilder.

Forord

Jeg vil først og fremst takke mine to veiledere Professor Svein Jacobsen og Tore Syversen. Svein har introdusert meg for et nytt og spennende fagfelt og har bidratt sterkt med kunnskap, engasjement og erfaring. Tore har bidratt med mye kunnskap innenfor integrerte systemer, trådløs kommunikasjon, programmering og mikrokontrollere. Uten Svein og Tores bidrag hadde ikke denne oppgaven vært gjennomførbare. De skal også begge ha en stor takk for å ha vekket min interesse for forskning og utvikling.

Takk til stipendiat Øystein Klemetsen. Jeg har dratt mye nytte av dine erfaringer. Stor takk også til Karl Magnus Fossan for hjelp ved analog design og feiltesting.

Amund Kronen Johansen
Tromsø, Juni 2009

Innhold

Sammendrag	i
Forord	iii
1 Innledning	1
1.1 Brystkreft	1
1.2 Deteksjonsprinsipper for brystkreft	2
1.3 Anvendelser av radiometri	4
1.4 Mål for oppgaven	6
1.5 Organisering av oppgaven	6
2 Mikrobølgeteori og radiometri	7
2.1 Generell mikrobølgeteori	7
2.1.1 Transmisjonslinjeteori	7
2.1.2 Mikrostrip	8
2.1.3 Spredningssmatrisen	9
2.1.4 To-ports effektforsterkning	11
2.1.5 Stabilitet i forsterkere	15
2.2 Støy	17
2.2.1 Termisk støy	17
2.2.2 Andre støytyper	18
2.2.3 Støytall	19
2.2.4 Støykarakteristikk for to-ports nettverk	21
2.2.5 Støykarakteristikk for passive nettverk med tap	22
2.2.6 Passive og aktive støykilder	24
2.2.7 Måling av støytall basert på Y-faktor metoden	24
2.2.8 Støytall og LNA	25
2.3 Radiometri	26
2.3.1 Innføring	26

2.3.2	Radiometrisk sensitivitet og nøyaktighet	27
2.3.3	Totaleffektsradiometeret	28
2.3.4	Dickeradiometeret	29
2.3.5	Andre radiometertyper	31
3	IEEE 802.15.4 og Zigbee	33
3.1	Motivasjon for Zigbee og Zigbee-alliansen	33
3.2	Zigbee-stack - en oversikt	34
3.3	IEEE 802.15.4 standarden	35
3.3.1	Fysisk-nivå	35
3.3.2	MAC-nivå	36
3.4	Zigbee-standarden	38
3.4.1	Nettverks-nivå	38
3.4.2	Applikasjons-nivå	39
4	Implementering av radiometrisk system	41
4.1	Aktive støykilder	43
4.2	Radiometer front-end	44
4.2.1	Switch	45
4.2.2	LNA	45
4.2.3	Filterløsning	46
4.2.4	Detektorkrets	47
4.2.5	Utlegg	47
4.3	Dicke-system	48
4.3.1	Forsterkerdel	49
4.3.2	Dicke-konsept	51
4.3.3	Implementasjon av Dicke-konsept	52
4.3.4	Kontroll og algoritme for lokalisering av nullpunkt	54
4.3.5	Kortutlegg	57
4.4	Kommunikasjon til terminal	58
4.4.1	Kommunikasjonskort	58
4.4.2	Implementering av kommunikasjon	60
4.4.3	Implementering av terminal i Labview	62
5	Numeriske simuleringer og beregninger	65
5.1	Switch	66

5.1.1	DC-block kondensatorer	66
5.2	LNA-kaskade	67
5.3	Bandpassfilter	68
5.4	LNA-kaskade pluss bandpassfilter	70
5.5	Detektorkrets	73
5.6	Beregning av teoretisk støytall	74
5.6.1	Opprinnelig implementasjon	74
5.6.2	Alternativ implementasjon	77
6	Metoder	79
6.1	Karakterisering av støykilder	79
6.2	Måling av S-parametere	80
6.3	Probing etter forsterkere i oscillasjon	80
6.4	Måling av sensitivitet	80
6.5	Måling av instrumentdrift i front-end	81
6.6	Støytall	83
6.7	Verifisering av pulstog	83
6.8	Verifisering av integratoroppførsel	84
6.9	Måling av systemets stabilitet	84
6.10	Måling av systemets respons	84
7	Målinger og resultater	87
7.1	Aktive støykilder	87
7.1.1	Støyspektrum	87
7.1.2	Flathet	89
7.2	Front-end radiometer	89
7.2.1	S-parametere	89
7.2.2	Sensitivitet	91
7.2.3	Instrumentdrift	93
7.2.4	Støytall	94
7.3	Dicke-system	95
7.3.1	Generering av pulstog	95
7.3.2	Oppladning og utladning av integratorer	97
7.3.3	Stabilitet	100
7.3.4	Respons	100
7.4	Kommunikasjon og terminal	102

8	Diskusjon	105
8.1	Front-end	105
8.2	Dicke-system	107
8.3	Kommunikasjon	108
8.4	Oppsummering av fullstendig system og videre arbeid	108
A	Skjemaer og utlegg	117
B	Elektronisk bibliotek	125
C	Figurliste	127

Kapittel 1

Innledning

1.1 Brystkreft

Kroppen erstatter døende celler ved hjelp av mitose¹ [61]. Noen celler kan miste evnen til å respondere på kroppens naturlige reguleringsmekanismer for celledeling [62]. I en slik tilstand (neoplasi) vil en unormal cellevekst forekomme (kreft). En ansamling av slike celler vil danne en unormal vevsknute som blir betegnet som en svulst [63]. Slike svulster kan enten være godartete eller ondartete. Godartede svulster har ofte en jevn romlig avgrensning mellom svulsten og friskt vev. Ondartede svulster vil derimot vokse inn i friskt vev og kan også, i motsetning til godartede svulster, spre seg til andre deler av kroppen [44].

Tabell 1.1: 5-års overlevelsesrate for brystkreft

Stadie	Overlevelsesrate
1	100 %
2	81 - 92 %
3	54 - 67 %
4	20 %

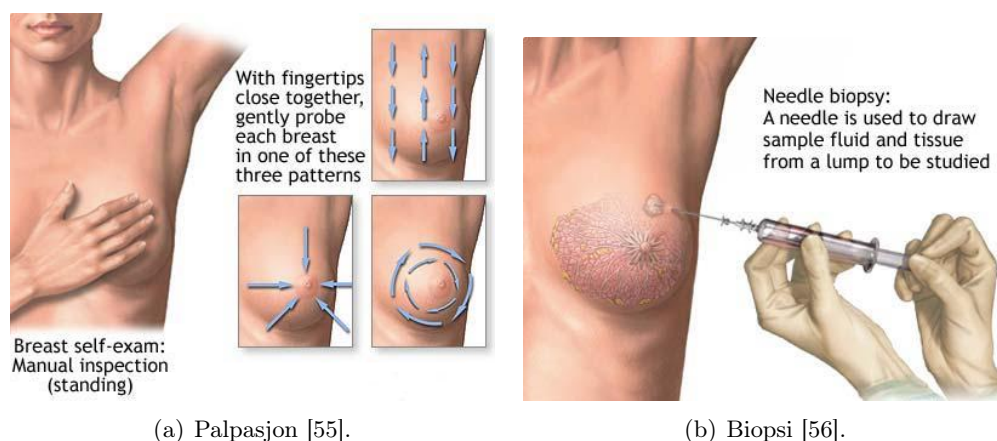
Brystkreft er den vanligste kreftformen hos kvinner og i 2007 ble 2761 nye tilfeller av sykdommen registrert [43]. Hver 10.-11. kvinne vil utvikle brystkreft i løpet av livet [45]. Brystkreft kan grovt deles inn i 4 stadier [46]. I det første stadiet er svulsten generelt mindre enn 20 mm i diameter og uten spredning til hverken nærliggende lymfeknuter eller fjernere kroppsdel. Det andre stadiet er karakterisert av en noe større diameter på svulsten (20-50 mm) og mulighet for spredning til lymfeknuter i armhulen på samme side av brystet. I det tredje stadiet er svulsten generelt større enn 50 mm, med spredning til lymfeknutene

¹Deling av cellekjernen i to nye kjerner, hvor de nye cellene har samme kromosonsett som opphavscellen.

i armhulen. Det siste og fjerde stadiet er definert ved en generell spredning til andre deler av kroppen. Tabell 1.1 viser en oversikt over gjennomsnittlige 5-års overlevelsesrater for de ulike stadiene av brystkreft [46]. Som tabellen indikerer er det svært fordelaktig å detektere kreften på et tidlig stadium.

1.2 Deteksjonsprinsipper for brystkreft

Den vanligste undersøkelsesmetoden for brystkreft er palpasjon. Her kan kvinnen selv, eller ved konsultasjon hos lege, undersøke brystene ved hjelp av beføling. Denne metoden er fullstendig ufarlig, men har den begrensingen at kuler med en diameter mindre enn 10 mm som oftes ikke lar seg detektere [38]. Da det er ønskelig å detektere kreften på et tidligst mulig stadium, er det utviklet flere avbildningsteknikker som har som formål å finne kreftkuler før disse blir så stor at de lar seg palpere.

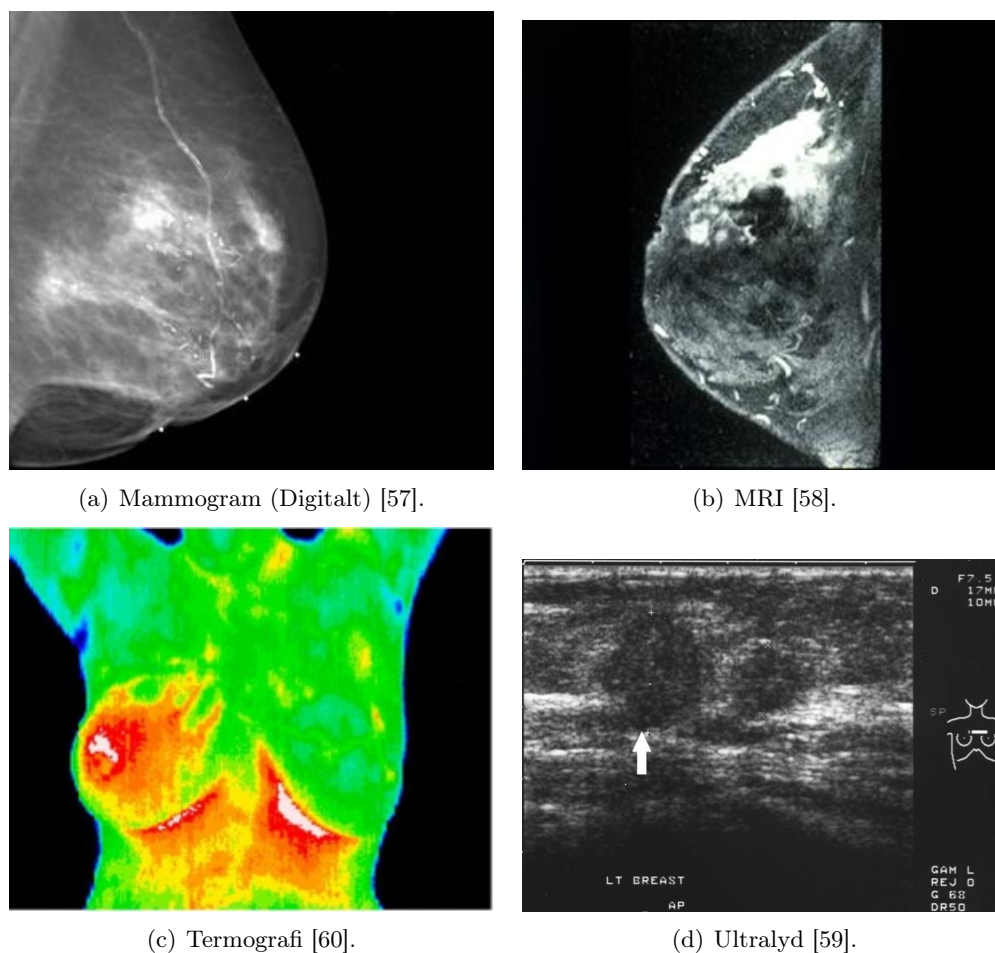


Figur 1.1: Undersøkelsesmetoder for brystkreft.

Av aktuelle avbildningsteknikker regnes mammografi som den gyldne standarden. Her benyttes lav-dose røntgenstråler til å danne et bilde av brystvevet slik at vevsendringer som kan være uttrykk for brystkreft, lar seg avbilde [38]. Et slikt bilde viser kjertler, melkeganger og bindevev mot en bakgrunn av fett. En variant av mammografi kalles digital mammografi, som benytter avansert signalbehandling og mønstergjenkjenning for å finne kreft [29]. Begge disse undersøkelsene kan oppleves noe ubehaglig, da en kompresjon av brystet må utføres for å posisjonere brystet korrekt i apparatet.

En annen mye brukt teknikk er ultralyd. Her sendes trykkbølger inn i brystvevet og én danner avbildninger ved å tolke returnert ekko. Ultralyd gir en større frihet i observasjonsvinkel enn mammografi og leverer også god kontrastopløsning [37]. Dette gjør at ultralyd er meget god til å identifisere cyster². Ulempen med

²Cyster er runde, væskefylte lommer inne i brystet



Figur 1.2: Avbildningsmetoder.

ultralyd er dårligere romlig oppløsning i forhold til mammografi [37].

Andre metoder som kan nevnes er magnetisk resonansavbildning (MRI) [29], optiske metoder [18] og posisjonsemisjontomografi (PET) [29].

En fellesnevner for alle avbildningsteknikkene nevnt over er at de er aktive metoder. Med aktive metoder referes det til metoder der man sender elektromagnetisk stråling eller trykkbølger fra en transducer inn i brystvevet. Slike aktive metoder kan i noen tilfelle føre til brystkreft [32]. Man ønsker derfor å utvikle passive metoder som kan detektere brystkreft med samme grad av nøyaktighet som metodene nevnt over. En potensiell metode er termografi. Her måles kroppens naturlige termiske stråling i den infrarøde regionen ($10 \mu m$) og dataene settes så sammen til et temperaturkart som vist i figur 1.2(c) [40]. Studier viser en økning (61 %) i overlevelsesrate når termografi og mammografi er benyttet sammen [20]. En ulempe med denne teknikken er at brystvevets demping av elektromagnetiske bølger i det infrarøde området fører til at måledata bare kan hentes fra overflaten

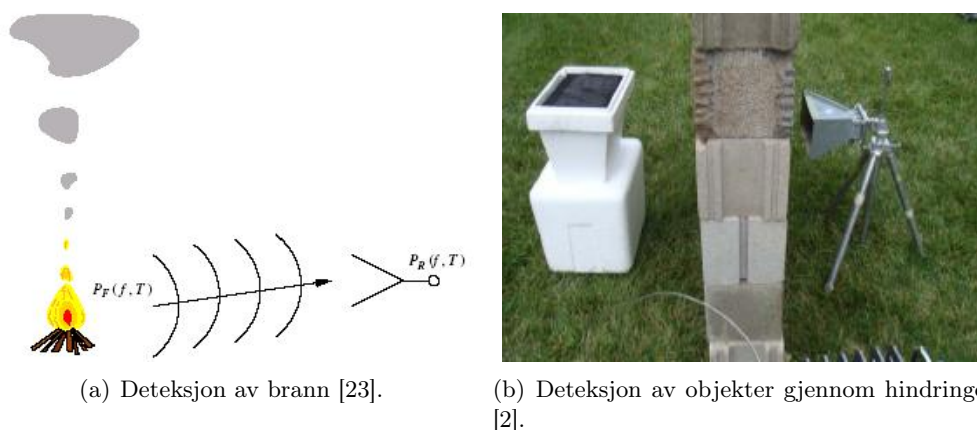
og returnerer derfor lite direkte dybdeinformasjon fra vevet. Det er heller ikke mulig å gi en nøyaktig lokalisering av svulsten [40].

Den mest konkluderende testen for brystkreft er biopsi [39]. Her fjernes en del av det mistenksomme området med en nål og vevsprøven studeres i mikroskop for å avgjøre om det er kreft og hvilken type det er. En slik biopsi er gjerne siste ledd i en diagnostisering av brystkreft og omtrent 80 % av alle biopsier konkluderer med at kreften er godartet. Denne metoden er således ressurskrevende for helsevesenet.

1.3 Anvendelser av radiometri

Radiometri er et forskningsområde hvor én studerer målingen av elektromagnetisk stråling. Ett instrument for å måle slik stråling er et såkalt radiometer. Slike radiometre har vært mye benyttet blant annet innenfor fjernmåling, både for å måle på elektromagnetisk stråling fra verdensrommet [31] og for å monitorere jordoverflaten fra satellitter [30].

Den siste tiden har det derimot dukket opp flere andre anvendelsesområder for radiometriske systemer, som for eksempel kontroll av temperatur under fryseprosesser for matprodukter [12]. Av nye interessante områder nevnes også blant annet branndeteksjon [23], hvor det har blitt vist at den termiske strålingen i mikrobølgeområdet er en målbar parameter i denne sammenhengen. Målinger gir indikasjoner på at radiometriske teknikker kan detektere brann på et tidligere stadium enn systemer basert på optikk eller gass.



Figur 1.3: Anvendelser av mikrobølgeradiometri.

Et annet område er detektering av objekter gjennom vegger [2]. Her vises det at et multifrekvent radiometer i utgangspunktet kan måle varme på høyde med et infrarødt kamera, men med en viss reduksjon i romlig oppløsning. Radiometeret har derimot fordelen at det kan detektere termiske kontraster gjennom

blokkeringer som for eksempel lettbetongblokker.

Mikrobølgeradiometri har også funnet anvendelser i medisin [7]. Her kan blant annet radiometere benyttes til å måle intensiteten på den elektromagnetiske effekten som stråler ut fra vev fra en dybde på flere centimeter [8]. Denne intensiteten vil da være proporsjonal med temperaturen i vevet. Muligheten for å benytte radiometri til ikke-invasiv måling av temperatur ble først foreslått på 70-tallet [3, 4]. Noen spesifikke bruksområder for slik temperaturmåling er for eksempel monitorering av hjernetemperatur hos nyfødte babyer [5, 6], monitorering av temperatur under hypertermi [10, 15], monitorering av temperatur i katetertupp ved ablasjon³ for hjertearytmier [11] og deteksjon av medisinallekasje inn i omliggende vev ved intravennøs behandling [21].

Radiometri kan også benyttes til å detektere brystkreft [16, 17]. I kreftsykt vev øker generelt cellenes metabolisme, slik at vevet vil få en temperaturøkning lokalt i denne regionen. Kliniske tester har vist at mikrobølgeradiometri er en effektiv metode for deteksjon av brystkreft og har en sensitivitet på høyde med mammografi og ultralyd [51]. Metoden virker også svært lovende på unge kvinner, en gruppe hvor mammografi har vist seg å være mindre effektiv. Hovedforskjellen mellom infrarød termografi og mikrobølgetermografi er at mens den første bare gir informasjon om overflatetemperatur, kan radiometere lese av temperaturer flere centimeter ned i brystvevet [51].

Diskusjonen over viser at et instrument med evne til å detektere kreft på et tidlig stadium, uten å utsette pasienten for helsefarlig stråling, vil være svært fordelaktig. Et mikrobølgeradiometer er et slikt instrument. For å muliggjøre tidlig deteksjon av endringer i brystvevet bør undersøkelser kunne utføres hyppig og ved lav kost. Det er derfor ønskelig å utvikle et enkelt, lavkost instrument som enkelt kan benyttes ved rutinemessige undersøkelser. Et slikt instrument vil gjerne ha så få tilkoblingspunkter som mulig (kabler o.l.) og benytte en enkel og effektiv overføring av måledata til terminal. Vi søker derfor å utvikle et bærbart, trådløst radiometer basert på relativt rimelige og kommersielt tilgjengelige komponenter.

De siste årene har mer og mer elektronisk utstyr gått over til trådløse metoder for overføring av data. Her kan gjerne flere ulike komponenter kommunisere sammen og bygge opp større sensornettverk. Et tenkt bruksområde for slike sensornettverk kan være et legekontor. Her kan ulikt medisinsk utstyr kommunisere sammen og rapportere inn data til PC. Data kan så enkelt journalføres elektronisk. Det finnes flere nettverksprotokoller for å implementere slike nettverk. En av disse er Zigbee-protokollen, som nylig har lansert en større satsing mot medisinske sensornettverk og standardisering av overføring av biometriske data [42].

³Varmebehandling ved 70 – 100° C

1.4 Mål for oppgaven

Målet med denne oppgaven er å foreta en konseptuell implementasjon av et medisinsk radiometer basert på Dicke-prinsippet. Vi søker en enkel og miniaturisert realisering som kommuniserer trådløst til terminal. Oppgaven kan dermed deles opp i følgende delmål: (1) Sette seg inn i radiometriske prinsipper og teori rundt mikrobølgeelektronikk. (2) Realisere og utteste en radiometrisk front-end ved bruk av støykilder og reelle termiske støysignaler. (3) Implementere et nullbalanse Dicke-system med mål å minimere instrumentdrift. (4) Teste ut Dicke-systemet på støykilder og avgjøre om dette gir en forbedring av systemet. (5) Opprette en trådløs kommunikasjonslink til et passende terminalsystem. Kommunikasjonsslinken skal basere seg på Zigbee-standarden.

1.5 Organisering av oppgaven

Oppgaven er organisert som følgende: Kapittel 2 inneholder en oversikt over aktuell teori innenfor mikrobølgeområdet. Her presenteres først generell teori fra mikrobølgeteknikk, før mer detaljert teori rundt støy og radiometri blir fremlagt. Kapittel 3 gir en kort innføring i IEEE 802.15.4-protokollen og Zigbee. Kapittel 4 gir en detaljert beskrivelse av implementasjonen av det radiometriske systemet. Systemet er delt opp i naturlige blokker som presenteres hver for seg. Kapittel 5 presenterer numeriske simuleringer og beregninger utført på systemets front-end. Kapittel 6 gir så en oversikt over metodene benyttet under evalueringen og uttestingen av systemet, og resultatene presenteres i kapittel 7. Kapittel 8 inneholder en diskusjon rundt hovedresultatene og presenterer også ideer for videre arbeid.

Kapittel 2

Mikrobølgeteori og radiometri

2.1 Generell mikrobølgeteori

2.1.1 Transmisjonslinjeteori

En av hovedforskjellene mellom vanlig analog kretsteori og mikrobølge nettverksanalyse er den elektriske størrelsen til utlegget. I vanlig kretsanalyse antar man gjerne at den fysiske størrelsen til komponentene og nettverket er mye mindre enn den elektriske bølgelengden. For systemer i mikrobølgeområdet varierer størrelsen fra en brøkdel av en bølgelengde og opp til flere bølgelenger. Vi definerer derfor en *transmisjonslinje* som et nettverk av distribuerte parametere, hvor spenninger og strømmer kan variere i fase og magnitudo over sin egen lengde [33].

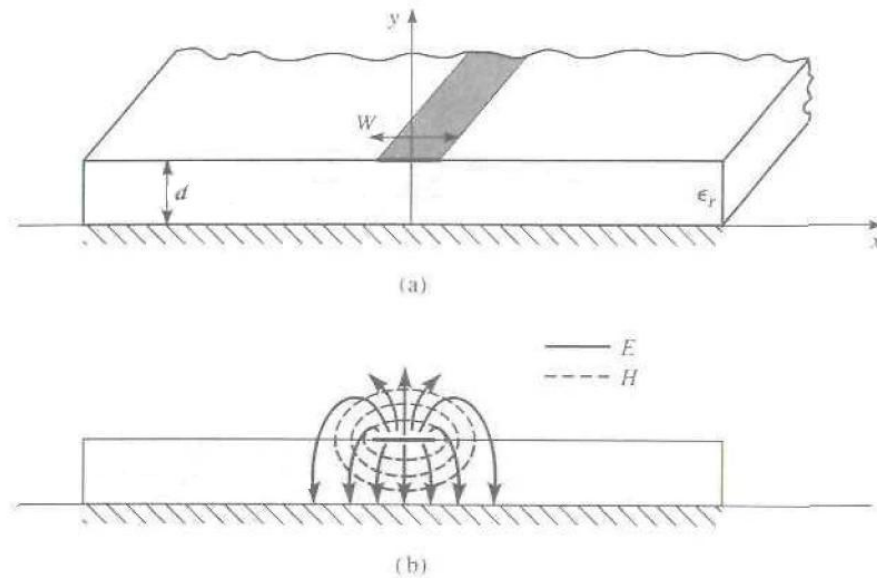
Dersom vi ser på en bølge på formen $V_o^+ e^{-j\beta z}$ generert av en kilde ved et punkt $z < 0$ langs transmisjonslinjen, kan vi definere den *karakteristiske impedansen* Z_0 til systemet som forholdet mellom spenningen og strømmen i bølgen. La oss så si at denne linjen er terminert i en last $Z_L \neq Z_0$. I dette punktet vil da forholdet mellom spenning og strøm i bølgenformene være Z_L . Vi ser altså at egenskapene til transmisjonslinjene brått vil endre seg og dette vil skape en reflektert bølge som beveger seg i motsatt retning. Vi kan dermed skrive den totale spenningen ved et punkt z langs transmisjonslinjen som en sum av innkommende og reflektert bølge[33]:

$$V(z) = V_o^+ e^{-j\beta z} + V_o^- e^{j\beta z} \quad (2.1)$$

og den korresponderende strømmen vil være gitt ved[33]:

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_o^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (2.2)$$

Teorien ovenfor legger grunnlaget for definisjonen av *refleksjonskoeffisienten*



Figur 2.1: Mikrostrip a) Geometri. b) Feltlinjer. [33]

[33]:

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.3)$$

2.1.2 Mikrostrip

En av de mest populære variantene av transmisjonslinjer er mikrostrip. Dette er en planar transmisjonslinje som har en geometri som vist i figur 2.1. Denne typen transmisjonslinje er lett å integrere med andre mikrobølgekomponenter og kan enkelt fremstilles ved en fotolitografisk prosess eller fresing. Transmisjonslinjen består av en tynn, flat leder med bredde W som ligger på et dielektrisk substrat med tykkelse d og dielektrisk konstant ϵ_r . På undersiden av substratet befinner det seg et jordplan. Som vi ser av figuren vil deler av transmisjonslinjen ligge i substratet, mens deler av linjen vil ligge i luft. Siden fasehastigheten til signalet vil være ulik i disse to regionene, vil ikke TEM-bølger kunne propagere.¹ I stedet betegnes microstriplinjler som kvasi-TEM, da feltene er tilnærmede TEM-felter når den elektriske tykkelsen på substratet er liten, dvs. $d \ll \lambda$.

Siden feltlinjene til en microstriplinjen delvis går gjennom luft og delvis gjennom substratet, kan vi tilnærme den dielektriske konstanten ved

¹TEM-bølge: Bølge der både det elektriske og det magnetiske feltet står vinkelrett på propagasjonsretningen

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (2.4)$$

Dette er den effektive dielektriske konstanten til microstriplinjen. Den karakteristiske impedansen til linjen er gitt ved

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) & \text{for } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}[W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444)]} & \text{for } W/d \geq 1 \end{cases} \quad (2.5)$$

For en gitt karakteristisk impedans Z_0 og en effektiv dielektrisk konstant ϵ_e vil forholdet W/d være gitt ved

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{for } W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} [B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \{\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r}\}] & \text{for } W/d > 2 \end{cases} \quad (2.6)$$

hvor

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r - 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right)$$

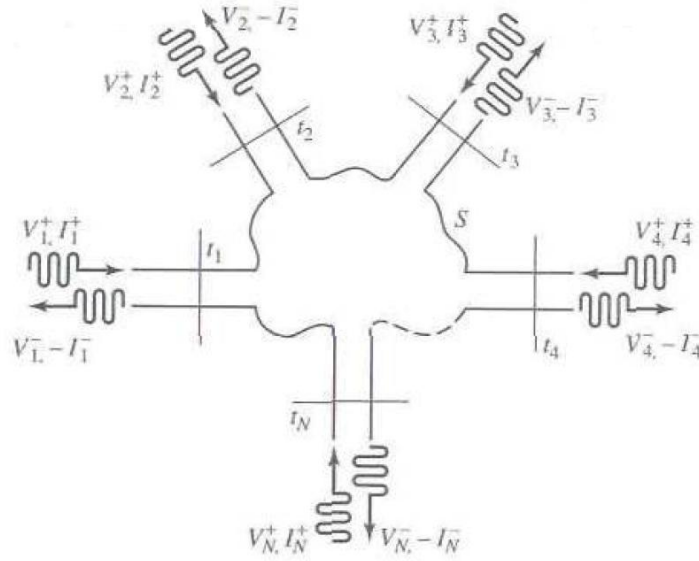
$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

2.1.3 Spredningsmatrisen

Spredningsmatrisen for et N-ports nettverk vil gi en fullstendig beskrivelse av nettverket slik det fremstår ved dets N porter [33]. Matrisen relaterer de innkommende spenningsbølgene ved de ulike portene til de reflekterte spenningsbølgene fra portene. La oss betrakte et N-ports nettverk som vist i figur 2.2. Her er V_n^+ den innkommende spenningsbølgen, mens V_n^- er den reflekterte bølgen. Vi vil da kunne definere spredningsmatrisen ([S]-matrisen) som [33]:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \\ S_{N1} & \cdots & & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Dette kan også uttrykkes:



Figur 2.2: N-ports nettverk [33].

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (2.8)$$

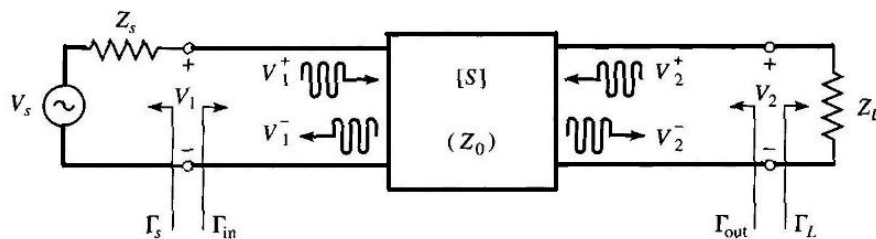
Vi definerer hvert element i spredningsmatrisen som:

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \text{ gitt at } V_k^+ = 0 \text{ for } k \neq j \quad (2.9)$$

Ligning (2.9) sier at vi finner parameteren S_{ij} ved å drive port j med en innkommende bølge med spenning V_j^+ og deretter måle den reflekterte spenningsbølgen V_i^- som kommer ut av port i . Alle andre porter skal være terminert i en tilpasset last for å hindre refleksjoner. For et to-ports nettverk kan vi definere [33]:

- S_{11} = refleksjonskoeffisient ved inngang
- S_{12} = revers transmisjonskoeffisient
- S_{21} = transmisjonskoeffisient
- S_{22} = refleksjonskoeffisient ved utgang

Vi kan også generalisere (2.8) ytterligere. Denne formelen tar bare hensyn til nettverk med lik karakteristisk impedans ved hver port. Vi kan nå skrive ligning (2.8) som:



Figur 2.3: Generelt to-ports system [33].

$$[b] = [S][a] \quad (2.10)$$

hvor

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \text{ gitt at } a_k = 0 \text{ for } k \neq j \quad (2.11)$$

Her benytter vi at

$$\begin{aligned} a_n &= V_n^+ / \sqrt{Z_{0n}} \\ b_n &= V_n^- / \sqrt{Z_{0n}} \end{aligned}$$

2.1.4 To-ports effektforsterkning

Vi betrakter et system som i figur 2.3. To-ports nettverket er karakterisert ved spredningsmatrisen S . Her antar vi at den karakteristiske impedansen Z_0 er brukt som referanse for S -parameterene. Vi kan da definere tre typer forsterkning for systemet [33]:

- *Effektforsterkning* $G = P_L / P_{in}$. Dette er forholdet mellom effekten avsatt i lasten Z_L og den innsendte effekten. Denne forsterkningen er uavhengig av Z_S .
- *Tilgjengelig effektforsterkning* $G_A = P_{avn} / P_{avs}$. Dette er forholdet mellom effekten tilgjengelig fra det to-ports nettverket og effekten tilgjengelig fra kilden. Denne forutsetter kojugert tilpasning av både kilden og lasten og er avhengig av Z_S , men ikke Z_L .
- *Tranducer effektforsterkning* $G_T = P_L / P_{avs}$. Dette er forholdet mellom effekt avsatt i lasten og effekten tilgjengelig fra kilden. Denne er avhengig av både Z_S og Z_L .

Systemet vil ha følgende refleksjonskoeffisienter:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.12)$$

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (2.13)$$

Vi kan så finne refleksjonskoeffisientene sett inn i portene på to-ports nettverket. Vi benytter at (2.9) gir oss at $V_2^+ = \Gamma_L V_2^-$. Dette gir:

$$\begin{aligned} V_1^- &= S_{11}V_1^+ + S_{21}V_2^+ = S_{11}V_1^+ + S_{21}\Gamma_L V_2^- \\ V_2^- &= S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ + S_{22}\Gamma_L V_2^- \end{aligned} \quad (2.14)$$

Vi kan nå finne $\Gamma_{in} = V_1^-/V_1^+$ fra (2.14):

$$\Gamma_{in} = V_1^-/V_1^+ = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.15)$$

hvor Z_{in} er impedansen sett inn i port 1. På samme måte finner vi refleksjonskoeffisienten inn i port 2 når nettverket er koblet til Z_S :

$$\Gamma_{out} = V_2^-/V_2^+ = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{22}\Gamma_S} \quad (2.16)$$

Vi har at:

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ + \Gamma_{in}V_1^+ = V_S \frac{Z_{in}}{Z_S + Z_{in}} \quad (2.17)$$

Omskrivning av (2.15) gir:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad (2.18)$$

Dersom vi benytter (2.18) på (2.17), kan vi finne V_1^+ :

$$V_1^+ = \frac{V_S}{2} \frac{1 - \Gamma_S}{1 - \Gamma_S \Gamma_{in}} \quad (2.19)$$

Den gjennomsnittlige effekten levert til nettverket er da (som definert i [33]):

$$P_{in} = \frac{1}{2Z_0} |V_1^+|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2) = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{1 - |\Gamma_S \Gamma_{in}|^2} (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (2.20)$$

Benytter vi (2.14) og (2.19) kan vi finne effekten levert til lasten (som definert i [33]):

$$\begin{aligned} P_L &= \frac{|V_2^-|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma_L|^2) \\ &= \frac{|V_1^+|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{2Z_0 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \\ &= \frac{|V_S|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) |1 - \Gamma_L|^2}{8Z_0 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_L \Gamma_{in}|^2} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Vi kan så finne P_{avs} og P_{avn} . P_{avs} er definert som [33]:

$$P_{avs} = P_{in} |_{\Gamma_{in} = \Gamma_S^*} \quad (2.22)$$

som gir

$$P_{avs} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_S|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2)} \quad (2.23)$$

P_{avn} er definert som [33]:

$$P_{avn} = P_L |_{\Gamma_L = * \Gamma_S} \quad (2.24)$$

som gir

$$P_{avn} = \frac{|V_S|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2) |1 - \Gamma_S|^2}{8Z_0 |1 - S_{22} \Gamma_{out}^*|^2 |1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2} \quad (2.25)$$

Det kan vises med utgangspunkt i (2.15) at:

$$|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|_{\Gamma_L = * \Gamma_S}^2 = \frac{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)^2}{|1 - S_{22} \Gamma_{out}^*|^2} \quad (2.26)$$

Da vil (2.23) reduseres til:

$$P_{avn} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{|S_{21}|^2 |1 - \Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (2.27)$$

Vi kan videre finne forsterkningene definert i begynnelsen av avsnittet. Effektforsterkningen $G = P_L/P_{in}$ er gitt ved:

$$G = P_L/P_{in} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.28)$$

Den tilgjengelige effektforsterkningen blir:

$$G_A = P_{avn}/P_{avs} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - s_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (2.29)$$

Transducer effektforsterkningen blir så:

$$G_T = P_L/P_{avs} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.30)$$

Det finnes to spesialtilfeller for transducer effektforsterkningen G_T . Den første inntreffer når både output og input er perfekt tilpasset til systemet. Da vil det være null refleksjon og følgelig reduseres (2.30) til:

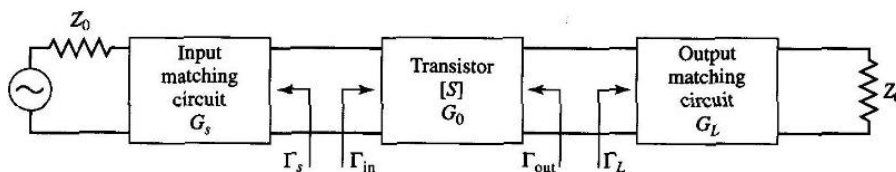
$$G_T = |S_{21}|^2 \quad (2.31)$$

Det andre tilfellet er når vi har et uni-direksjonelt nettverk. Dette er vanlig i forsterkerkretser. I slike nettverk vil S_{12} være svært liten (slik at den kan neglisjeres). Vi får da fra (2.15) at $\Gamma_{in} = S_{11}$ slik at (2.30) reduseres til:

$$G_{TU} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.32)$$

Likning (2.32) refereres ofte til som den unilaterale transducer effektforsterkningen.

Hvis vi nå ser videre på modellen beskrevet i figur 2.4, kan dette nettverket brytes opp i tre deler: en tilpasningskrets på inngangen, selve forsterkeren og en tilpasningskrets på utgangen. Vi kan så definere separate forsterkningsfaktorer for hvert ledd ut i fra (2.30):



Figur 2.4: Generell forsterkerkrets [33].

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} \quad (2.33)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad (2.34)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.35)$$

Her vil G_S og G_L være den ekvivalente, effektive forsterkningen til de tilpassende kretsene på inn- og utgangen av forsterkeren. G_0 vil være transducerforsterkningen når vi antar inn- og utganger er perfekt tilpasset (noe de tilpassende kretsene på inn- og utgang sørger for). Den totale transducerforsterkningen vil da bli $G_T = G_S G_0 G_L$.

2.1.5 Stabilitet i forsterkere

Det kan vises at maksimal effektoverføring til last skjer når inngangsimpedansen Z_{in} er konjugert tilpasset generatorimpedansen Z_g [33]. I dette tilfellet vil $Z_{in} = Z_g^*$. Tar vi utgangspunkt i (2.35) og antar at forsterkningen er unidireksjonal ($S_{12} = 0$), vil (2.15) gi at $\Gamma_{in} = S_{11}$ og (2.16) gi at $\Gamma_{out} = S_{22}$. Dette vil forenkle (2.35) på følgende måte:

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \quad (2.36)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad (2.37)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.38)$$

Dersom vi nå antar konjugert tilpasning ved både kilde og last, vil $\Gamma_S = S_{11}^*$ og $\Gamma_L = S_{22}^*$. Dette forenkler så (2.38) videre:

$$G_S = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \quad (2.39)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad (2.40)$$

$$G_L = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (2.41)$$

Den totale unidireksjonale forsterkningen vil da være gitt ved $G_T = G_S G_0 G_L$:

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (2.42)$$

Vi kan nå gjøre en interessant observasjon fra (2.42). Dersom enten S_{11} eller S_{22} er lik 1 vil uttrykket under brøkstreken bli null. Den totale forsterkningen vil derfor bli uendelig. Dette er en ustabil situasjon. I praksis vil også S_{11} eller S_{22} større en 1 gi potensielt ustabile situasjoner [33]. Vi velger derfor å definere to typer for stabilitet[33]:

- *Ubetinget stabilitet* - Et nettverk er ubetinget stabil dersom $|\Gamma_{in}| < 1$ og $|\Gamma_{out}| < 1$ for *alle* passive kilde- og lastimpedanser. Med andre ord vil $|\Gamma_S| < 1$ og $|\Gamma_L| < 1$.
- *Betinget stabilitet* - Et nettverk er ubetinget stabil dersom $|\Gamma_{in}| < 1$ og $|\Gamma_{out}| < 1$ for *noen* passive kilde- og lastimpedanser. Slike nettverk karakteriseres ofte som potensielt ustabile.

Dersom vi ser nærmere på stabilitetsbetingelsene $|\Gamma_{in}| < 1$ og $|\Gamma_{out}| < 1$ og benytter sammenhengene i (2.15) og (2.16), vil vi få at:

$$|\Gamma_{in}| < |S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}| < 1 \quad (2.43)$$

$$|\Gamma_{out}| < |S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{22}\Gamma_S}| < 1 \quad (2.44)$$

Dersom vi igjen antar et unidireksjonalt system, vil vi få følgende kriterier for stabilitet:

$$|S_{11}| < 1 \quad (2.45)$$

$$|S_{22}| < 1 \quad (2.46)$$

2.2 Støy

Støy er en viktig faktor i alle mikrobølgekreter. Ofte måler man på svake signaler, som igjen blir degradert av støyen i kretsen. Det er derfor viktig å kunne forstå hvorfra støyen genereres og kunne karakterisere en krets' støyegenskaper. De vanligste formene for støy som oppstår i mikrobølgekreter skyldes spontane fluktuasjoner i de elektroniske komponentene. Disse fluktuasjonene kan karakteriseres som tilfeldige prosesser [33] og skyldes fenomener som f.eks. forflytning av ladninger og hull i halvleder-komponenter. Den mest vanlige formen for støy er termisk og skyldes vibrasjoner i ladningsbærende elektroner og hull som følge av deres endelige temperatur.

2.2.1 Termisk støy

Siden støy er tilfeldige prosesser, vil de ha et effekttetthetsspektrum. Det kan vises at termisk støy har et tilnærmet uniformt spektrum i mikrobølgeområdet. En støykilde, f.eks. en motstand som holdes ved temperatur T grader Kelvin (K), vil levere en fluktuerende spenning fra dens terminaler. Denne spenningen vil ha en middelværdi lik null [33], men en rms-verdi ulik null. Denne rms-verdien kan uttrykkes ved Plancks lov for sorte legemer. En sort legeme er et objekt som stråler ut energi i forhold til Planck's strålingslov. Dette er et idealisert materiale som ikke reflekterer noe energi, men i stedet absorberer all innkommende energi. Objektet stråler ut energi i samme rate som det absorberer, slik at det hele tiden vil befinne seg i termisk likevekt. Plancks lov gir at spenningen V_n over resistorens terminaler vil være gitt ved:

$$V_n = \sqrt{\frac{4hfBR}{e^{hf/kT} - 1}} \quad (2.47)$$

hvor

$h = 6.626 \cdot 10^{-34}$ J-sec er Plancks konstant.

$k = 1.380 \cdot 10^{-23}$ J/K er Boltzmanns constant.

T er temperaturen i Kelvin.

B er båndbredden til systemet i Hz.

f er båndbreddens senterfrekvens.

R er motstanden i Ohm.

Dette resultatet er gyldig for alle frekvenser [33] og er basert på kvantemekaniske prinsipper. Ved mikrobølgefrekvenser kan man forenkle dette, da $hf \ll kT$. En Taylor-utvikling av eksponenten under brøkstrekken i (2.47) gir

$$e^{hf/kT} - 1 \approx \frac{hf}{kT} \quad (2.48)$$

som medfører at (2.47) reduseres til

$$V_n = \sqrt{4kTBR} \quad (2.49)$$

Likning (2.49) kalles Rayleigh-Jeans tilnærmingen og benyttes ofte innefor analyse i mikrobølgerregionen. Det er kun ved veldig høye frekvenser eller ekstremt lave temperaturer at denne tilnærmingen ikke vil gjelde. I disse tilfellene bør (2.47) benyttes i stedet.

Vi ser av (2.49) at rms-spenningen produsert av støyen er uavhengig av frekvens, noe som også fører til at støy-effekten vil være uavhengig av frekvens. Effekten vil være gitt ved:

$$P = \left(\frac{V_n}{2R}\right)^2 R = \frac{V_n^2}{4R} = kTB \quad (2.50)$$

Siden effekten levert av kilden er konstant for alle frekvenser, regnes støykilden som hvit. Uavhengige hvite støykilder kan bli behandlet som Gaussiske tilfeldige variabler, noe som fører til at støyeffektene (variansene) er additive [33]

Det er to aspekter ved ligning (2.50) som er viktig å legge merke til. Dersom vi lar båndbredden gå mot null, vil også den total støyeffekten gå mot null. Dette betyr at systemer med mindre båndbredde plukker opp mindre støy. Dersom vi lar temperaturen gå mot null, ser vi at også her går den totale støyeffekten mot null. Dette betyr at komponenter med lavere temperaturer produserer mindre støy.

I prinsippet kan alle ”hvite“ støykilder modelleres som en termisk kilde. Vi kaller den da en ekvivalent termisk støykilde og beskriver den ved hjelp av en ekvivalent støytemperatur. Denne er gitt ved :

$$T_e = \frac{N_0}{kB} \quad (2.51)$$

2.2.2 Andre støytyper

I elektroniske systemer kan det forekomme støy av typen “shot-noise”. Dette er støy som er forårsaket av den elektriske strømmens tilfeldige natur [26]. Siden strøm

består av små enkeltladninger som forflytter seg, er den strengt tatt ikke kontinuerlig. I tillegg til at strømmen er oppdelt i mange små diskrete ladningsbærere, vil disse også bevege seg med ujevn distanse mellom hverandre. Tiden mellom hver ladningsbærer ankommer en grensflate er fullstendig uavhengig av når andre ladningsbærere ankommer. Dette vil føre til en liten variasjon i strømmen. Vi angir ofte et gjennomsnitt når vi snakker om likestrøm, men dette gir ingen informasjon om hverken størrelse i disse variasjonene eller ved hvilke frekvenser disse opptrer. Statistiske analyser viser at denne støystrømmen setter opp en spenning i en lastmotstand som er proporsjonal med båndbredden [26]:

$$i_n^2(f) = 2eI_0A^2/Hz \quad (2.52)$$

Denne formelen er gyldig for frekvenser som har perioder som er mye kortere enn transienttiden ladningsbærerne har gjennom systemet.

Andre former for støy som kan oppstå i elektroniske systemer er blant annet såkalt "Flicker"-støy, som er en samlebetegnelse for alle støybidrag som har en støyeffekt som er omvendt proporsjonal med frekvensen, "G-R"-støy, som skapes av genereringen og relokeringen hull/elektron-par i halvledere og "Partisjons"-støy som skyldes oppdelingen av emmitter-strømmen mellom base og kollektor i en transistor. De to siste støytypene har egenskaper som er lik den termiske støyen, ved at de også har et uniformt støyspekter i mikrobølgeområdet [26].

Et annet viktig område er elektromagnetisk interferens. Stadig mer elektronisk utstyr tas i bruk i moderne samfunn. Problemet med slikt utstyr er at den genererer elektromagnetiske felter som kan påvirke andre elektroniske systemer. Dette betyr at disse systemene i realiteten vil stråle ut energi som vil koble og interferere med andre systemer. Effekter av denne påvirkningen kan variere fra inter- og intrasystematisk interferens mellom systemer som benytter samme frekvensområde, til distorsjon av oversendt informasjon og til fullstendige feilfunksjoner av systemer [36]. Utstyr som generer slik interferens kan generelt deles opp i to kategorier: tilsiktede utstrålere (som f.eks. kommunikasjonssystemer over radio) og utilsiktede utstrålere. For den siste kategorien er de utstrålete feltene bare et uønsket biprodukt av deres opprinnelige funksjon. En typisk slik utstråler er den digitale datamaskinen.

2.2.3 Støytall

En annen ekvivalent måte å karakterisere støy i mikrobølgekreter på, er ved det såkalte *støytallet*. Definisjonen av støytall ble introdusert på 40-tallet av Harold Friis [24], hvor støytallet F defineres som forholdet mellom SNR på inngangen og SNR på utgangen av et system. Dette kan uttrykkes:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \geq 1 \quad (2.53)$$

Støytallet vil beskrive degraderingen av signal-til-støy forholdet når det passerer gjennom et system. Størrelsen av F vil derfor indikere hvor mye ekstra støy som tilføres signalet fra systemet. Per definisjon er inngangsstøyen antatt til å være lik den levert av en fullstendig tilpasset motstand med en temperatur på 290 K [33]. Referansetemperaturen 290 K ble foreslått av Friis [24]. Denne ligger nært den gjennomsnittlige temperaturen mottatt av en antenne som er rettet mot en sender på andre siden av atmosfæren. [26]. Det kan vises at støytallet er direkte avhengig av den innsendt støyeffekten:

$$\begin{aligned} F &= \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \\ &= \frac{S_i/N_i}{GS_i/(N_s + GN_i)} \\ &= \frac{N_s + GN_i}{GN_i} \end{aligned} \quad (2.54)$$

I ligning (2.54) er G den tilgjengelige forsterkningen i systemet (i systemer med tap vil $G < 1$ og vi definerer ofte en $L = 1/G$), N_s er støyeffekten systemet bidrar med og N_i er støyeffekten som sendes inn i systemet. Dersom vi utnytter at vi har satt en standard referansetemperatur på $T_o = 290$ K og at $P = kT_oB$ vil vi få en endelig definisjon av støytallet som:

$$F = \frac{N_s + kT_oBG}{kT_oBG} \quad (2.55)$$

Dersom vi nå utnytter at $N_s = kT_sBG$, hvor T_s er systemets ekvivalente støytemperatur, får vi:

$$\begin{aligned} F &= \frac{kT_sBG + kT_oBG}{kT_oBG} \\ &= \frac{T_s + T_o}{T_o} \\ &= 1 + \frac{T_s}{T_o} \end{aligned} \quad (2.56)$$

$$(2.57)$$

Ligning (2.57) gir oss en direkte relasjon mellom støytemperaturen og støytallet til et system. Vi ser også at støytallet er uavhengig av båndbredden (gitt at

denne er liten nok slik at frekvensavhengige variasjoner blir neglisjerbare).

En annen mye brukt variant av støytallet til et system er støyfaktoren NF. Dette er støytallet F uttrykt i dB:

$$NF = 10 \log F \quad (2.58)$$

Støytallet F benyttes vanligvis i konvensjonelle mottakersystemer, mens støytemperaturen T_e ofte benyttes for systemer og komponenter med lav støyeffekt.

2.2.4 Støykarakteristikk for to-ports nettverk

De fleste mikrobølgesystemer kan brytes opp i seksjoner, hvor hver seksjon har en egen forsterkning og et eget støybidrag. Dersom vi betrakter et slik system med to trinn, hvor hvert trinn har en forsterkning på henholdsvis G_1 og G_2 og støytemperaturer T_1 og T_2 , vil støyeffekten ut fra det første trinnet være gitt som:

$$N_1 = G_1 k T_0 B + G_1 k T_1 B \quad (2.59)$$

Støytemperaturen ut i fra det andre trinnet vil så bli:

$$\begin{aligned} N_2 &= G_2 N_1 + G_2 k T_2 B \\ &= G_2 k T_2 B + G_2 (G_1 k T_0 B + G_1 k T_1 B) \\ &= G_1 G_2 k B (T_0 + T_1 + T_2 / G_1) \end{aligned} \quad (2.60)$$

Dersom vi istedet betrakter systemet som ett enkelt trinn med forsterkning $G_1 G_2$ og støytemperatur T_k vil støyeffekten ut være:

$$N_o = G_1 G_2 k B (T_k + T_0) \quad (2.61)$$

I realiteten vil N_o og N_2 være like. Dersom vi sammenligner (2.60) og (2.61) får vi følgende relasjon mellom støytemperaturen til kaskaden T_k og støytemperaturene til de ulike trinnene (T_1 og T_2):

$$T_k = T_1 + T_2 / G_1 \quad (2.62)$$

Fra (2.57) kan vi finne en ekvivalent sammenheng for støytallene:

$$F_k = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (2.63)$$

Det kan vises at (2.62) og (2.63) kan generaliseres for et n-trinns system [33]:

$$T_k = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots \quad (2.64)$$

$$F_k = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (2.65)$$

Fra (2.65) kan vi gjøre en viktig observasjon. Det totale støytalet/-temperaturen til et system vil domineres av de første trinnene i systemet. Dersom vi plasserer en forsterker med moderat forsterkning i det første trinnet, vil støytalet til de påfølgende trinnene bidra svært lite til det totale støytalet. I dette tilfellet vil støytalet til systemet domineres av støytalet til forsterkeren og bør derfor velges så lavt som mulig.

2.2.5 Støykarakteristikk for passive nettverk med tap

La oss betrakte et passivt, to-ports nettverk som medfører et tap (f.eks en ikke-ideel transmisjonslinje eller en attenuator) og anta dette systemet holdes ved en temperatur T . Systemet er så koblet til en tilpasset kildemotstand som holdes ved samme temperatur. Utgangseffekten fra et slik system vil da være $N_o = kTB$ siden systemet er i termisk likevekt. Denne effekten kan også tolkes som en sammensatt støyeffekt fra både kildemotstanden pluss et ekstra bidrag fra systemet. Dette vil si at:

$$N_o = kTB = GkTB + GN_{sys} \quad (2.66)$$

hvor N_{sys} er støyeffekten levert av systemet. Dersom vi husker at systemet medfører et tap og dermed definerer tapsfaktoren $L = 1/G > 1$ får vi følgende:

$$N_{sys} = \frac{1 - G}{G} kTB = (L - 1)kTB \quad (2.67)$$

Systemets ekvivalente støytemperatur og støytalet blir da:

$$T_e = (L - 1)T \quad (2.68)$$

$$F = 1 + (L - 1)\frac{T}{T_0} \quad (2.69)$$

Dette vil si at dersom linjen holder en temperatur T_0 vil $F = L$, altså vil en 3dB attenuator ha et støytall $F = 3$ dB.

La oss videre se på det generelle to-ports nettverket i figur 2.3 på side 11. Vi kan nå generalisere resultatet i forrige avsnitt for generelle passive nettverk. Vi ser av figuren at systemet har en generator ved port 1 (med generatorimpedans Z_g) og en last ved port 2 med impedans Z_L . Nettverket er karakterisert ved spredningsmatrisen S og vi definerer følgende refleksjonskoeffisienter som følge av mistillpasning ved portene:

$$\begin{aligned}\Gamma_S &= \text{refleksjonskoeff. sett mot generator} \\ \Gamma_{in} &= \text{refleksjonskoeff. sett inn i port 1} \\ \Gamma_{out} &= \text{refleksjonskoeff. sett inn i port 2} \\ \Gamma_L &= \text{refleksjonskoeff. sett mot last}\end{aligned}$$

Dersom vi antar systemet holdes ved temperatur T og generatoren leverer en støyeffekt på $N_1 = kTB$, kan vi uttrykke støyeffekten på utgangen som:

$$N_2 = G_A kTB + G_A N_{sys} \quad (2.70)$$

hvor G_A er den tilgjengelige effektforsterkningen. Denne ble tidligere definert som:

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2(1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (2.71)$$

der

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

Vi vil så finne den ekvivalente støyttemperaturen og støytallet fra (2.70):

$$T_e = \frac{N_{sys}}{kB} = \frac{1 - G_A}{G_A} T \quad (2.72)$$

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} = 1 + \frac{1 - G_A}{G_A} \frac{T}{T_0} \quad (2.73)$$

2.2.6 Passive og aktive støykilder

Støykilder er komponenter som leverer gitte støyeffekter og brukes ofte til kalibrering og måling av støyegenskaper. Disse deler seg hovedsakelig inn i to klasser. Den ene klassen inneholder de passive støykildene og disse er ofte motstander med en gitt resistans. Disse vil levere støy til kretsen gitt ved (2.50) forutsatt at denne motstanden er perfekt tilpasset systemet. På grunn av denne forutsetningen er 50Ω motstander mye benyttet innenfor mikrobølgeteknikk.

Den andre klassen støykilder er aktive og krever en tilført ytre spenning for å fungere. Disse leverer vanligvis en mye større støyeffekt til systemet. Slike aktive støykilder kan f.eks. være konstruert ved hjelp av spesielle lav-kapasitans dioder som går inn i en såkalt “avalanche” tilstand når de tilføres en reversert bias. For å kvantifisere effekten levert av en støykilde benyttes parameteren *Excess Noise Ratio* ENR som er definert ved [26]:

$$ENR_{dB} = 10 \log\left(\frac{T_s - T_0}{T_0}\right) \quad (2.74)$$

Her er T_s den ekvivalente støytemperaturen til støykilden, mens T_0 er 290 K.

2.2.7 Måling av støytall basert på Y-faktor metoden

Den mest brukte teknikken for måling av støytallet til et system er Y-faktor metoden [26]. I prinsippet er det mulig å finne støybidraget fra en krets direkte ved å koble input til en tilpasset motstand ved 0 K og deretter måle støyeffekten ut fra systemet. I praksis er det meget vanskelig å kjøle ned en motstand til 0 K, som er det absolute nullpunktet. Y-faktor metoden benytter derfor i stedet to kilde-motstander som holdes ved to forskjellige temperaturer. Den ene temperaturen betegnes som “kald”, mens den andre betegnes som “varm”. Dersom vi antar at den varme kilden holder en temperatur T_1 og den kalde holder en temperatur T_2 , får vi følgende uttrykk for støyeffekten ved utgangen til systemet:

$$N_1 = GkT_1B + GkT_eB \quad (2.75)$$

$$N_2 = GkT_2B + GkT_eB \quad (2.76)$$

hvor T_e er systemets ekvivalente støytemperatur. Det er denne vi ønsker å finne ved hjelp av Y-faktor metoden. Vi definerer derfor Y-faktoren som [33]:

$$Y = \frac{N_1}{N_2} = \frac{T_1 + T_e}{T_2 + T_e} > 1 \quad (2.77)$$

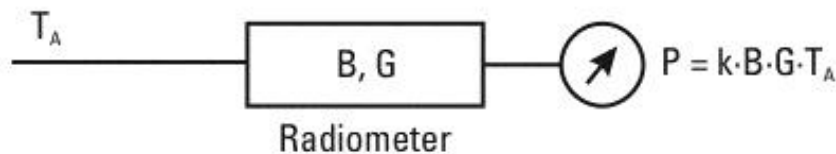
Dette kan så omskrives til:

$$T_e = \frac{T_1 - YT_2}{Y - 1} \quad (2.78)$$

Det er nå mulig å finne T_e direkte fra (2.78) ved å måle Y-faktoren og utnytte at de to temperatuene T_1 og T_2 er gitt. Y-faktoren finnes ved å måle støyeffektene ut fra systemet når det er koblet til den varme og den kalde motstanden. En viktig tommelfingerregel i dette tilfellet er å velge støykilder med temperaturer som ligger et stykke fra hverandre. Dersom T_1 og T_2 ligger nær hverandre, vil Y-faktoren bli tilnærmet 1 og vi vil få en substraksjon av to tall som ligger nært hverandre, noe som fører til unøyaktigheter i estimatet av T_e .

2.2.8 Støytall og LNA

Det er tidligere vist i likning (2.65) at støytallet til en kaskade av elementer er dominert av det første trinnet i kaskaden, dersom dette trinnet inneholder et element med moderat forsterkning. I mange tilfeller er dette leddet en LNA (lavstøysforsterker). Dette er en egen klasse forsterkere som i tillegg til å forsterke signalet, skal bidra med minst mulig støyeffekt til systemet. En må derfor velge en LNA med minst mulig støytall i dette trinnet. Et viktig moment i denne sammenheng er at støytallet oppgitt i en komponents datablad er det optimale støytallet når inngangen er koblet til en spesifisert optimalt tilpasset støyload [28]. Det er dermed flere faktorer som kan degradere støyegenskapene til LNA'en. Den første faktoren er tilpasning. Siden støytallet er spesifisert utifra tilslutning til en optimalt tilpasset støyload, vil en ikke-optimal tilslutning føre til økt støybidrag i kretsen. For å minske denne effekten benytter man tilpassningsnettverk for å bringe den terminerte impedansen nærmere den optimale. En annen faktor er tap i transmisjonslinjer og passive elementer. En av hovedbegrensingene ved reduisering av støytallet til forsterkere er tap i tilpassningsnettverkene [27]. Noe av dette er direkte relatert til tap i mikrostriplinjene. Et annet bidrag skyldes bruk av passive elementer (f.eks spoler) med lav Q-faktor. Dersom slike elementer har en lav Q-faktor, vil det innføre en viss motstand i systemet. Dette vil gi en direkte degradering av støyegenskapene til systemet siden disse elementene vil virke som støykilder.



Figur 2.5: Et idealisert radiometer [35].

2.3 Radiometri

2.3.1 Innføring

Vi har tidligere vist at støy er en viktig komponent i mikrobølgekretser og at effekten i støyen kan representeres ved en ekvivalent temperatur. Radiometriske systemer ønsker å måle denne effekten og også her ønsker vi å benytte den ekvivalente temperatur-representasjonen, enten ved å betrakte et sort legeme (Eng: Black body)² som stråler ut den samme effekten, eller ved å se på temperaturen i en motstand som har samme utgangseffekt som mottakerantennen. I det første tilfellet kalles denne temperaturen “brightness temperature” T_B , mens i det siste tilfellet kalles temperaturen for “antenna-temperature” T_A . Her vil T_A være effekten vi har tilgjengelig fra en idealisert antenne, mens T_B vil være effekten et objekt stråler ut. Generelt sett er ikke objekter ideelle (som i tilfellet for et sort legeme), slik at T_B vil være noe lavere enn den sanne temperaturen T til objektet. Vi definerer derfor *emissiviteten* e til objektet ut i fra følgende relasjon: $T_B = eT$. Temperatur, bølglengde, overflatestruktur og dielektrisk konstant er alle eksempler på parametere som bestemmer emissiviteten til et objekt.

I radiometriske systemer måler vi vanligvis antenntemperaturen T_A og deretter knyttes denne opp mot “brightness” temperaturen T_B . De vanligste utfordringene i denne sammenheng er å oppnå tilstrekkelig nøyaktighet og oppløsning i målingen av antenntemperaturen T_A .

Et enkelt, idealisert radiometer er vist i figur 2.5. Vi ser her hvordan effekten ut av systemet er relatert til T_A ved følgende ligning:

$$P = kGBT_A \quad (2.79)$$

hvor k er Boltzmanns konstant, G er forsterkningen i systemet og B er den totale båndbredden. I ikke-idealiserde radiometere vil det generelt bli introdusert

²Et sort legeme er et objekt som stråler ut energi i forhold til Planck’s strålingslov. Dette er et idealisert materiale som ikke reflekterer noe energi, men i stedet absorberer all innkommende energi. Objektet stråler ut energi i samme rate som det absorberer, slik at det hele tiden vil befinne seg i termisk likevekt.

mer støy i systemet. Denne har sin opprinnelse i selve måleinstrumentet. Vi kan representere denne støyeffekten med en ekvivalent støytemperatur T_N . De to støybidragene T_A og T_N er uavhengige og vil derfor adderes, noe som gir følgende effekt ut fra systemet:

$$P = kGB(T_A + T_N) \quad (2.80)$$

2.3.2 Radiometrisk sensitivitet og nøyaktighet

Det finnes flere faktorer som vil føre til en viss feil i målinger utført ved hjelp av et radiometer. En av de vanligste skyldes variasjoner i den målte “brightness” temperaturen T_B på grunn av støy. Generelt sett måler vi på signaler med en definert forventingsverdi, men med tilfeldige variasjoner rundt denne verdien. Vi kan redusere denne påvirkningen gjennom midling (integrasjon). Siden støy er en tilfeldig prosess, vil den målte støyeffekten variere mellom integrasjonsperiodene. Dette vil føre til en feil i den målte temperaturen gitt ved [33]:

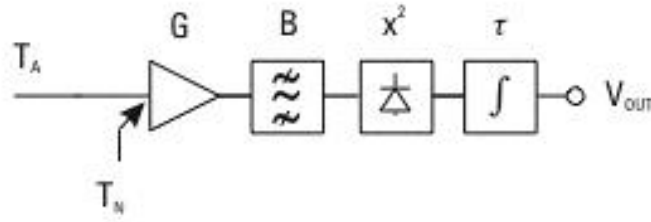
$$\Delta T = \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (2.81)$$

Likning (2.81) er den generelle ligningen for sensitiviteten i et radiometer. Vi observerer at dersom integrasjonstiden τ velges stor nok, vil feilen konvergere mot null og dermed bli neglisjerbar. Her forutsettes det at prosessen man måler på er stasjonær over integrasjonstiden.

En annen faktor som vil føre til feil i et radiometrisk system er knyttet til stabiliteten til komponentene i systemet. Dersom vi tar utgangspunkt i (2.80), må vi forutsette at k , G , B og T_N er reelle konstanter for å garantere en feilfri beregning av effekten. Av disse er det i realiteten bare k som kan ses på som en reell konstant. Båndbredden B vil være gitt av passive filtre og dersom disse er konstruert riktig, vil også denne være tilnærmet konstant. Forsterkningen G og systemets støytemperatur T_N er derimot avhengige av aktive komponenter og vil generelt variere over tid. Særlig forsterkningen har en tendens til å variere ettersom forsterkeren varmer seg opp og dette vil introdusere følgende feil i systemet [33]:

$$\Delta T = (T_A + T_N) \frac{\Delta G}{G} \quad (2.82)$$

Vi observerer at feilen i (2.82) er mye mer markant enn feilen i (2.81). Forandringer i den totale forsterkningen vil derfor være en av de mest alvorlige faktorene som påvirker systemets nøyaktighet. Dersom vi antar et radiometer med



Figur 2.6: Totaleffektradiometeret [35].

$T_A = 100K$ og $T_N = 300K$ vil en forandring i forsterkningen ΔG på 0.01 G gi en feil på 4K.

Mistilpasninger mellom antennen og inngangen til radiometeret er også en kilde til feil i systemet. Dersom vi antar en mistilpasning med refleksjonskoeffisient ρ , vil den totale støytemperaturen bli:

$$T = T_A(1 - \rho) + \rho \cdot T_{RAD} \quad (2.83)$$

hvor $T_{RAD,\rho}$ er støytemperaturen sett fra refleksjonspunktet og inn i radiometeret. Vi vil da få en feil i antenntemperaturen på:

$$\Delta T_A = T - T_A = \rho(T_{RAD,\rho} - T_A) \quad (2.84)$$

Dersom vi velger $T_{RAD,\rho} = 300K$ og $T_A = 100K$, vil en refleksjonskoeffisient på -26dB gi en feil i antenntemperaturen på 0.5 K. Vi observerer derfor at antennen bør være best mulig tilpasset til radiometerets inngang.

2.3.3 Totaleffektsradiometeret

Den enkleste radiometertypen er totaleffektsradiometeret. En implementasjon av et slikt system er vist i figur 2.6. Vi ser at systemet måler en antenntemperatur T_A , som så forsterkes ved hjelp av en forsterker med forsterkning G. Deretter isoleres det et bånd med båndbredde B ved hjelp av filtre. Signalet blir så detektert i en detektor-diode, som følger “square-law”-prinsippet. Dette vil si at spenningen ut er proporsjonal med effekten inn. Siden effekten inn er proporsjonal med temperaturen inn, vil instrumentet levere en spenning ut som er proporsjonal med temperaturen. Som tidligere nevnt vil støy skape tilfeldige fluktuasjoner i spenningen ut og denne vil bli forsøkt glattet ut ved hjelp av integratorer. Vi kan uttrykke output som:

$$V_{out} = c \cdot (T_A + T_N) \cdot G \quad (2.85)$$

hvor c er en konstant, T_A er antennotemperaturen, T_N er støytemperaturen til systemet og G er forsterkningen i systemet. Vi ser av (2.85) at dette instrumentet er påvirket av flere av feilkildene nevnt i forrige seksjon. Generelt sett vil ikke G og T_N være stabile nok til å tilfredstille relevante krav til nøyaktighet. Sensitiviteten til systemet vil være gitt av den generelle sensitivitetstiligningen i (2.81).

2.3.4 Dickeradiometeret

Som nevnt i forrige avsnitt er totaleffektsradiometeret befengt med store unøyaktigheter på grunn av drift i komponenter og stabilitetsproblemer. R.H. Dicke presenterte i 1946 et alternativt instrument som kompenserer for instrumentdrift. Prinsippet går ut på at differansen mellom antennotemperaturen og en kjent referansetemperatur måles i stedet for å måle antennotemperaturen direkte. Instrumentet vil hele tiden bytte mellom de to kildene og så lenge inngangen skifter raskere enn de temperaturavhengige variasjonene i forsterkningen, vil dette prinsippet tilnærmevis eliminere unøyaktighetene som skyldes temperaturdrift.

En implementasjon av et slikt system er vist i figur 2.7 [35]. I dette systemet skifter inngangen kontinuerlig mellom referansen T_R og antennen T_A . Utgangssignalet fra detektorkretsen multipliseres så med 1 eller -1 avhengig av inngangssignalet. Dette gir følgende input til integratorkretsen:

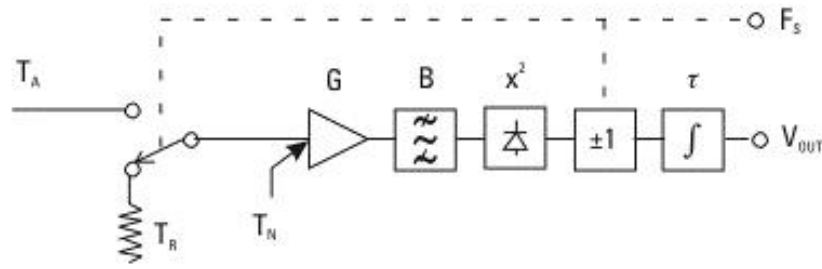
$$V_{int1} = c \cdot (T_A + T_N) \cdot G \quad (2.86)$$

når antennen er dicke-switchen har koblet antennen til inngangen og

$$V_{int2} = -c \cdot (T_R + T_N) \cdot G \quad (2.87)$$

når dicke-switchen har koblet referansen til inngangen.

Likningene (2.86) og (2.87) baserer seg på likningen for spenningen ut av et totaleffektsradiometer (2.85). Dicke-systemet antar så at man skifter mellom de to inngangene raskt nok, slik at også T_R , T_A og G kan ses på konstanter i tillegg til c . Det antas også at switchingen mellom inngangene har en periode som er mye mindre enn integrasjonstiden. Da vil spenningen ut være gitt ved:



Figur 2.7: Dickeradiometeret [35].

$$\begin{aligned}
 V_{out} &= V_{int1} + V_{int2} \\
 &= c \cdot (T_A + T_N) \cdot G - c \cdot (T_R + T_N) \cdot G \\
 &= c \cdot (T_A - T_R) \cdot G
 \end{aligned} \tag{2.88}$$

Likning (2.88) leder til et interessant resultat. Vi ser at spenningen ut nå er fullstendig uavhengig av systemets støytemperatur T_N . Vi vil derfor ikke få unøyaktigheter som følge av variasjoner i denne. Vi kan også legge merke til at utgangspenningen fremdeles er avhengig av systemets forsterkning G , men at denne er vektet i mye mindre grad enn for totaleffektsradiometeret.

Vi har vist ovenfor at Dicke-radiometeret gir en stor forbedring i forhold til unøyaktigheter forårsaket av forandringer i systemets forsterkning og støytemperatur. Det kan derimot også vises at radiometerets sensitivitet blir degradert av denne teknikken. Dersom vi velger å betrakte Dicke-radiometeret som to enkeltstående totaleffektsradiometerer, hvor den ene (R1) er koblet til antennen og den andre (R2) er koblet til referansen. Vi vil da fra (2.81) få et uttrykk for sensitiviteten til hver av radiometerene, dersom vi benytter at integrasjonstiden halveres:

$$\begin{aligned}
 \Delta T_{R1} &= \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B \cdot \frac{\tau}{2}}} \\
 \Delta T_{R2} &= \frac{T_R + T_N}{\sqrt{B \cdot \frac{\tau}{2}}}
 \end{aligned} \tag{2.89}$$

Vi kan så finne den totale sensitiviteten

$$\begin{aligned}
\Delta T &= [(\Delta T_{R1})^2 + (\Delta T_{R2})^2]^{1/2} \\
\Delta T &= \left[\frac{(T_A + T_N)^2}{B \cdot \frac{\tau}{2}} + \frac{(T_R + T_N)^2}{B \cdot \frac{\tau}{2}} \right]^{1/2} \\
\Delta T &= \frac{(2(T_A + T_N)^2 + 2(T_R + T_N)^2)^{1/2}}{\sqrt{B \cdot \frac{\tau}{2}}} \tag{2.90}
\end{aligned}$$

Vi velger så å benytte en referanse som har en T_R som ligger nærmest mulig T_A . Vi kan da forenkle (2.90) ved å erstatte T_R med T_A . Dette gir følgende sensitivitet for et Dicke-radiometer:

$$\Delta T = 2 \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \tag{2.91}$$

Dersom vi velger å erstatte T_A med T_R i (2.90) får vi den alternative likningen:

$$\Delta T = 2 \frac{T_R + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \tag{2.92}$$

I realiteten vil den sanne sensitiviteten ligge et sted mellom (2.91) og (2.92). Sammenligner vi disse ligningene med sensitiviteten for et totaleffektsradiometer, ser vi en degradering i størrelsesorden med en faktor 2. Vi må altså betale med redusert sensitivitet for å øke stabiliteten til radiometeret.

2.3.5 Andre radiometertyper

Det finnes flere andre radiometertyper. Vi vil her nevne noen av disse samtidig som hovedprinsippene blir skissert [35]:

Støy-injeksjons radiometeret: Dette radiometeret er en videreutvikling av Dicke-radiometeret. Vi ser av ligning (2.88) at spenningen ut av et Dickerradiometer vil være lik null når støytemperaturen til referansen er lik støytemperaturen til antennen. I et støy-injeksjons radiometer ønsker vi at denne betingelsen skal være oppfylt hele tiden. Dette realiseres ved en såkalt servo-løkke som gir et feedback fra detektoren og til inngangen. Denne servo-løkken justerer referansetemperaturen slik at den hele tiden leverer samme støytemperatur som antennen. Dette fører til at spenningen ut fra radiometeret blir uavhengig av både radiometerets egen støytemperatur T_N og forsterkningen G . Dette representerer det siste steget mot fullstendig stabilitet.

Korrelasjonsradiometeret: Korrelasjonsradiometeret er et multikanal-system, hvor man i tillegg til å måle to støytemperaturer også måler korrelasjonen mellom dem. Instrumentet er bygd opp som to vanlige totaleffektsradiometere som detekterer støytemperaturene på konvensjonell måte. I tillegg blir signalene (før deteksjon) ført inn i en kompleks korrelator som finner den reelle og imaginære delen av krysskorrelasjonen mellom de to støytemperaturene. Dette gir ekstra informasjon om objektet man måler på, som for eksempel lateral lokalisering. Eksempler på et slike radiometere er beskrevet i [22, 19].

Hybrid-radiometeret: Den siste radiometertypen vi tar for oss, Hybrid-radiometeret, legger større vekt på digital signalbehandling enn de tradisjonelle typene. Her velger man å gjøre en analog-til-digital konvertering av målesignalet så tidlig som mulig etter deteksjon. Den øvrige front-end er konstruert på samme måte som et totaleffektsradiometer. Når signalet er digitalisert overføres det typisk til en PC eller en FPGA. Her utføres den nødvendige etterprosesseringen (som f.eks midling/integrasjon). Man kan også innføre en switch før inngangen som i et Dicke-radiometer. Man vil da få et instrument som er meget fleksibelt. Det kan for eksempel benyttes både som totaleffekts- og Dicke-radiometer uten å gjøre endringer i hardware.

Kapittel 3

IEEE 802.15.4 og Zigbee

Denne seksjonen vil gi en innføring av teori rundt såkalte lav-effekts sensornettverk og IEEE 802.15.4 standarden/Zigbee. Da bare grunnleggende nettverksfunksjoner vil bli benyttet i denne oppgaven, vil vi ikke gå særlig i dybden på dette området.

3.1 Motivasjon for Zigbee og Zigbee-alliansen

Zigbee og IEEE 802.15.4 er protokoller for dataoverføringer i trådløse sensornettverk [41]. Begge protokollene er standardbasert, hvor Zigbee bygger på IEEE 802.15.4-standard. IEEE 802.15.4 definerer de nederste lagene som inkluderer det fysiske nivået og MAC-nivået, mens Zigbee definerer nettverks- og applikasjonsnivåene. Typiske applikasjoner som benytter disse standardene er:

- Energistyring og -effektivitet - Har som mål å gi bedre informasjon og kontroll over energiforbruk.
- Automatisk styring av hjem - Ønsker å gi en mer fleksibel styring av applikasjoner som lys, varmeanlegg, air-condition, sikkerhet og underholdningsutstyr fra hvilken som helst plass i hjemmet.
- Bygningsautomatisering - Har som mål å integrere og sentralisere styring av lys, varme og kjøling i større bygninger.
- Industriell automatisering - Ønsker å videreutvikle allerede eksisterende kontrollsystemer i industrien.

I tillegg til områdene over har Zigbee-alliansen lansert en ny åpen applikasjonsprofil som de kaller helseprofilen [42]. Her ønsker man å integrere nettverksløsningene med medisinsk utstyr og benytte disse i medisinske miljøer.

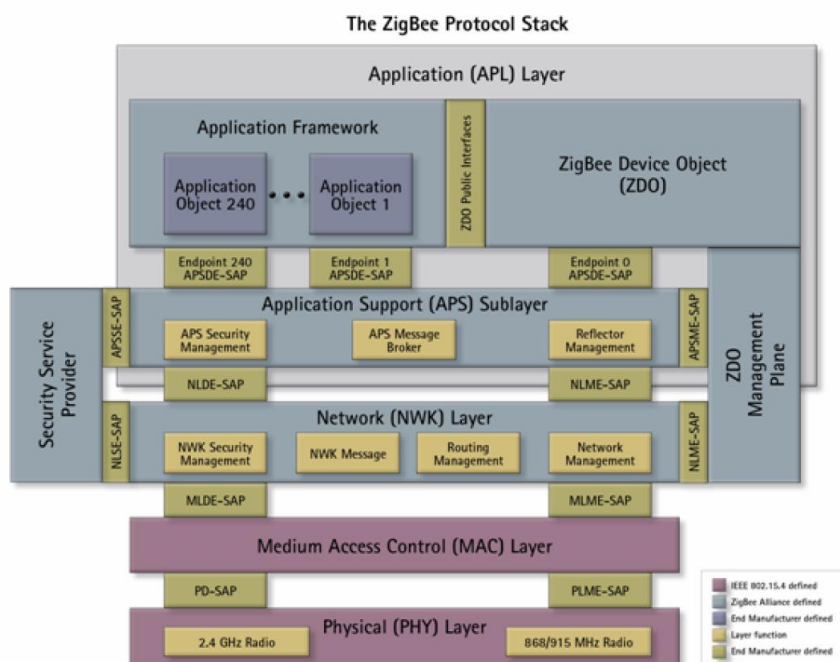
Zigbee-standarden ble utviklet for å dekke følgende behov[41]:

- Lav kostnad
- Sikkerhet
- Pålitelighet
- Fleksibilitet
- Lavt energiforbruk
- Enkel bruk
- Global bruk gjennom ulisensierte kommunikasjonsbånd
- Integrert nettverksoppsett og pakkeruting

Standarden vedlikeholdes av ZigBee-alliansen. Dette er en samling av over 285 bedrifter som kontinuerlig jobber med å vidreutvikle, teste og promotere teknologien. Produktutviklere som lager produkter basert på Zigbee har muligheten til å få ZigBee-alliansen logo på produktet sitt dersom de blir sertifisert av alliansen. For å oppnå en slik sertifisering, må produktet gjennomgå en serie testprogram. Det er for øyeblikket to slike testprogram. *ZigBee Compliant Platform* benyttes på moduler eller plattformer som brukes som byggeblokker i andre produkter. Disse kan generelt sett ikke benytte ZigBee-alliansens logo direkte på sitt produkt. *ZigBee Certified Products* benyttes på ferdige sluttprodukter og ved bestått test kan produktet utsmykkes med alliansens logo. Slike sluttprodukter testes generelt sett på to ulike måter avhengig om de benytter en lukket applikasjonsprofil eller en av de åpne profilene utviklet av alliansen. Dersom produktet benytter en åpen profil, testes det om produktet enkelt kan samhandle med andre produkter som benytter samme profil. Dersom produktet benytter en lukket profil, tester man om produktet problemfritt kan operere i nærhet av nettverk med andre profiler uten å degradere funksjonen til de andre nettverkene.

3.2 Zigbee-stack - en oversikt

Figur 3.1 viser nivå-oppdelingen i ZigBee-standarden. Her vil hvert nivå levere tjenester til nivået over. De ulike nivåene kommuniserer med hverandre gjennom ett eller flere grensesnitt som kalles for et SAP (Service Access Point). Vi ser av figuren hvordan IEEE 802.15.4 standarden legger grunnlaget ved å definere de to nederste nivåene. ZigBee sitter så på toppen av disse og tilslutt kan produsenten gjøre den siste tilpasningen av produktet til sitt formål gjennom å definere såkalte “Application objects”.



Figur 3.1: Nivå-oppdeling av Zigbee-spesifikasjonen [41].

3.3 IEEE 802.15.4 standarden

Som tidligere nevnt legger IEEE 802.15.4 standarden grunnlaget for Zigbee og beskriver de to nederste lagene i en enhet, nemlig det fysiske nivået og MAC-nivået. Denne standarden ble utviklet for å definere disse nivåene for alle såkalte LR-WPAN (Low-Rate Wireless Personal Area Network). Fordelene med et LR-WPAN i forhold til andre trådløse nettverk er at det skal være enkelt å innstallere, være pålitelig, ha kort rekkevidde, ha en ekstremt lav kostnad og lang batterilevetid, samtidig som protokoll-stacken skal være liten og fleksibel.

3.3.1 Fysisk-nivå

Det fysiske nivået implementerer kanalen for dataoverføring. Altså er det dette nivået som opererer RF transieveren, samtidig som den utfører kanalseleksjon og implementerer energi og signalstyrings-funksjoner. Nivået støtter hovedsaklig tre frekvensbånd: 2450 MHz båndet (16 kanaler), 915 MHz båndet (10 kanaler) og 868 MHz båndet (1 kanal). Alle båndene benytter DSSS-modulasjonsteknikken (Direct Sequence Spread Spectrum) sammen med enten Offset Quadrature Phase Shift Keying O-QPSK (2450 MHz-båndet) eller Binary Phase Shift Keying BPSK (915/868 MHz-båndene). Det fysiske nivået implementerer også teknikker for å finne ut om en kanal er ledig for dataoverføring eller ikke. Tabell 3.1 inneholder

en oversikt over hovedegenskapene til de tre frekvensbåndene:

Tabell 3.1: Oversikt over egenskaper til de ulike frekvensbåndene

	2450 MHz	915 MHz	868 MHz
Datahastighet (kbps)	250	40	20
Antall kanaler	16	10	1
Moduleringsteknikk	O-QPSK	BPSK	BPSK
Bit per symbol	4	1	1
Symbolperiode (μs)	16	24	49

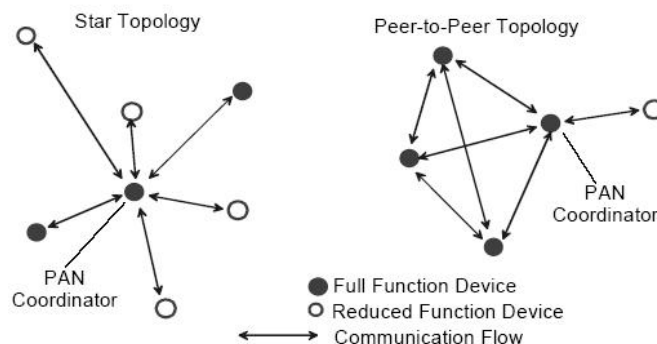
3.3.2 MAC-nivå

MAC-laget gjør det mulig å sende MAC-rammer gjennom den fysiske kanalen. MAC-nivået definerer to typer noder: noder med redusert funksjon (RFD) og noder med full funksjon (FFD). FFD-noder er utstyrt med den fulle MAC-støtten og tilgang på alle funksjoner implementert av MAC-nivået. Slike noder kan fungere både som den sentrale PAN-koordinatoren i ett nettverk, eller som en såkalt endenode. Slike endenoder er ofte svært enkle og er tilkoblet sensorer og kontrollsystemer. RFD-noder kan bare opptre som endenoder og kan bare kommunisere med én FFD. Disse inneholder derfor en begrenset MAC-funksjonalitet, slik at disse blir mindre og mer kostnadseffektiv.

Det er hovedsaklig to nettverkstopologier støttet i 802.15.4. I den første, som kalles stjerne-topologien, har vi en sentral PAN-koordinator som alle sluttkomponentene kommuniserer med. Her er gjerne PAN-koordinatoren en FFD-komponent og tilknyttet en fast strømkilde, mens sluttkomponentene er RFD-komponenter tilknyttet batteripakker. En slik topologi er mye benyttet i automasjon av hjem og kommunikasjon med eksternt PC utstyr. Hver gang en FFD komponent aktiviseres, kan man velge å gjøre denne til en PAN-koordinator. Denne vil da få sin unike PAN-id, som for øyeblikket ikke er i bruk av andre nettverk innenfor kommunikasjonsrekkevidden til komponenten. Slik kan en operere flere slike stjerne-nettverk uavhengig av hverandre.

Den andre topologien, "peer to peer", har også bare en PAN-koordinator, men i motsetning til stjerne-topologien, kan alle komponenter i nettverket kommunisere med hverandre (gitt at de er FFD-enheter og innenfor rekkevidde). Her er det også muligheter for å videregående informasjon via andre noder i nettverket, dersom en node er uten for rekkevidde av en annen. En begrensning på nettverket vil være at alle komponenter må være av typen FFD, dersom man skal opprettholde kravet om at alle komponenter skal ha mulighet til å kommunisere direkte med hverandre. Dersom man introduserer RFD-komponenter, kan disse bare kommunisere med FFD-komponenter som vist på figur 3.2.

Nettverkskoordinatoren kan velge å operere nettverket på du ulike måter: med



Figur 3.2: Sjerne- og "peer-to-peer" - topologi[49].

eller uten en såkalt "superframe". Dersom nettverkets opereres med en slik superframe, vil koordinatoren sende ut en beacon som kontrollerer når kommunikasjon i nettverket skal foregå. Denne beacon'en ligger først i superframe'en. Når en slik beacon er sendt ut, følger så en Contention Access Period (CAP) hvor de ulike nodene i nettverket konkurrerer om plass i overføringskanalen. Her brukes en protokoll kalt CSMA-CA for å avgjøre hvilken node som får sende data. Når CAP-perioden er over, følger en Contention Free Period (CFP). I denne perioden vil prioriterte noder overføre data i egne reserverte tidsrom. I tidsrommet etter CFP og frem til neste beacon er koordinatoren inaktiv og kan gå i sove-modus. Dersom koordinatoren trenger å overføre data til en endenode, lagrer den denne beskjeden og legger med en indikator i beacon om at det er en beskjed til denne noden. Noden vil så kunne be om å få overført beskjeden i CAP-perioden. Dataoverføring fra koordinatør til endenode er altså indirekte. Dersom en koordinatør ønsker å kommunisere med en annen koordinatør, må den synkronisere seg til dens beacon og opptre som en endenode.

Dersom nettverket blir operert uten en superframe, vil all kommunikasjon skje ved hjelp CSMA-CA og ingen beacon vil bli sendt. Dette krever at koordinatoren må være på hele tiden, slik at den kan motta data fra en endenode. Dataoverføring fra koordinatør til endenode skjer ved at endenoden våkner opp periodisk og poller koordinatoren for ventende beskjeder. Kommunikasjon mellom to koordinatører skjer uproblematisk, da begge enhetene vil være påskrudd hele tiden.

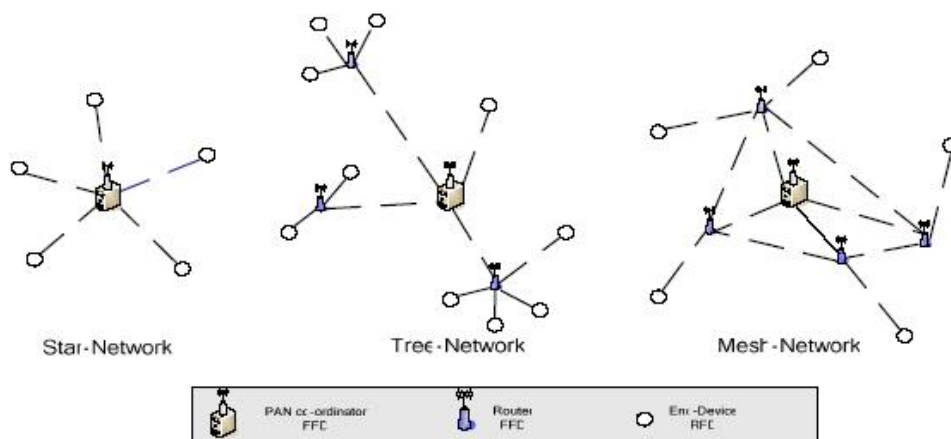
MAC-nivået tilbyr også kanal-skanning og assosieringsfunksjoner. Under kanal-skanning, sendes det en forespørsel som en beacon gjennom flere logiske kanaler slik at eksisterende PAN eller koordinatører kan lokaliseres ved å lytte på svar. RFD-noder sender ikke ut forespørsler og lytter bare. Når et PAN er lokalisert, vil høyere nivåer bestemme om noden skal knytte seg til dette eller ikke. Når en node er innlemmet i et PAN, vil den få en egen 16-bits adresse som kan brukes i stedet for nodens 64-bits IEEE-adresse.

3.4 Zigbee-standarden

Zigbee bygger videre på rammeverket som IEEE 802.15.4 gir og gjør mer avanserte nettverksfunksjoner tilgjengelig for brukeren. Zigbee-protokollen utgjør som tidligere nevnt nettverks- og applikasjonslaget.

3.4.1 Nettverks-nivå

Nettverks-nivået har som ansvar å styre MAC-nivået og gi korrekt behandling av nettverket. Oppgaver som utføres av dette laget inkluderer blandt annet konfigurering av nye enheter, oppbygging av nettverk i henhold til nettverkstypene som er presentert tidligere og routing. ZigBee opererer med tre typer enheter: Den ene er en såkalt sluttkomponent, som enten er en RFD- eller en FFD-node som opererer som en enkel enhet med redusert funksjon. Den andre er en ZigBee-router, som er en FFD-node som kan videresende informasjon i nettverket. Den siste enheten er en ZigBee-koordinator, som styrer nettverket. Det kan til enhver tid bare finnes en ZigBee-koordinator i et nettverk. I tillegg til stjerne-topologien som er støttet av IEEE 802.15.4, implementerer ZigBee også mer avanserte nettverkstopologier som tre- og mesh-nettverk.



Figur 3.3: Nettverkstopologier støttet av ZigBee [25].

Routing-protokollen som benyttes kalles en AODV avstandsvektor-basert routing-algoritme. Denne går ut på at en enhet finner sin destinasjon ved å sende ut en forespørsel til alle sine naboer. Denne videresendes så til alle naboers-naboer helt til målet nås. Deretter vil målet sende et svar tilbake via den stien som har lavest kost. Når kilden mottar dette svaret, vil routing-tabellen oppdateres med den nye ruten og den tilknyttede kosten for denne ruten. Zigbee støtter altså såkalt multi-hop routing, som gjør det mulig å sende data fra en node til en annen via andre

noder i nettverket.

I tillegg til funksjonene over implementerer nettverks-nivået også funksjonaliteter som sikkerhet, vedlikehold av routing-tabeller og administrasjon av tillegging og fjerning av enheter fra nettverket.

3.4.2 Applikasjons-nivå

ZigBee-applikasjoner består generelt sett at flere såkalte APO'er (applikasjonsobjekter). Disse er spredt over flere noder i nettverket og er software-designet for å styre en hardware-enhet tilgjengelig på enheten. Denne hardware-enheten kan f.eks. være en transducer, en bryter eller en sensor. Hvert slik APO blir gitt et unikt endepunkt-nummer slik at andre APO'er kan kommunisere med det direkte.

I tillegg til APO'ene, består applikasjonsnivået av APS (applikasjonsundernivå) og ZDO (ZigBee enhetsobjekt). ZDO støtter APO ved å tilby tjenester som oppdaging av enheter i nettverket og hvilke tjenester disse enhetene implementerer. I tillegg implementerer den kommunikasjons-, nettverks- og sikkerhetstjenester som APO'ene benytter. APS leverer dataoverføringstjenester til APO'ene og ZDO. De ulike APO'ene må altså gå gjennom APS eller ZDO for å kommunisere med nettverks-nivået.

Som tidligere nevnt innfører Zigbee-standardens såkalte applikasjonsprofiler. En slik applikasjonsprofil definerer dataformater og protokoller for dataoverføring mellom et sett APO'er som sammen utgjør en distribuert applikasjon. Hver applikasjon blir tildelt en unik profil-ID. Vi skiller hovedsakelig mellom to typer applikasjonsprofiler:

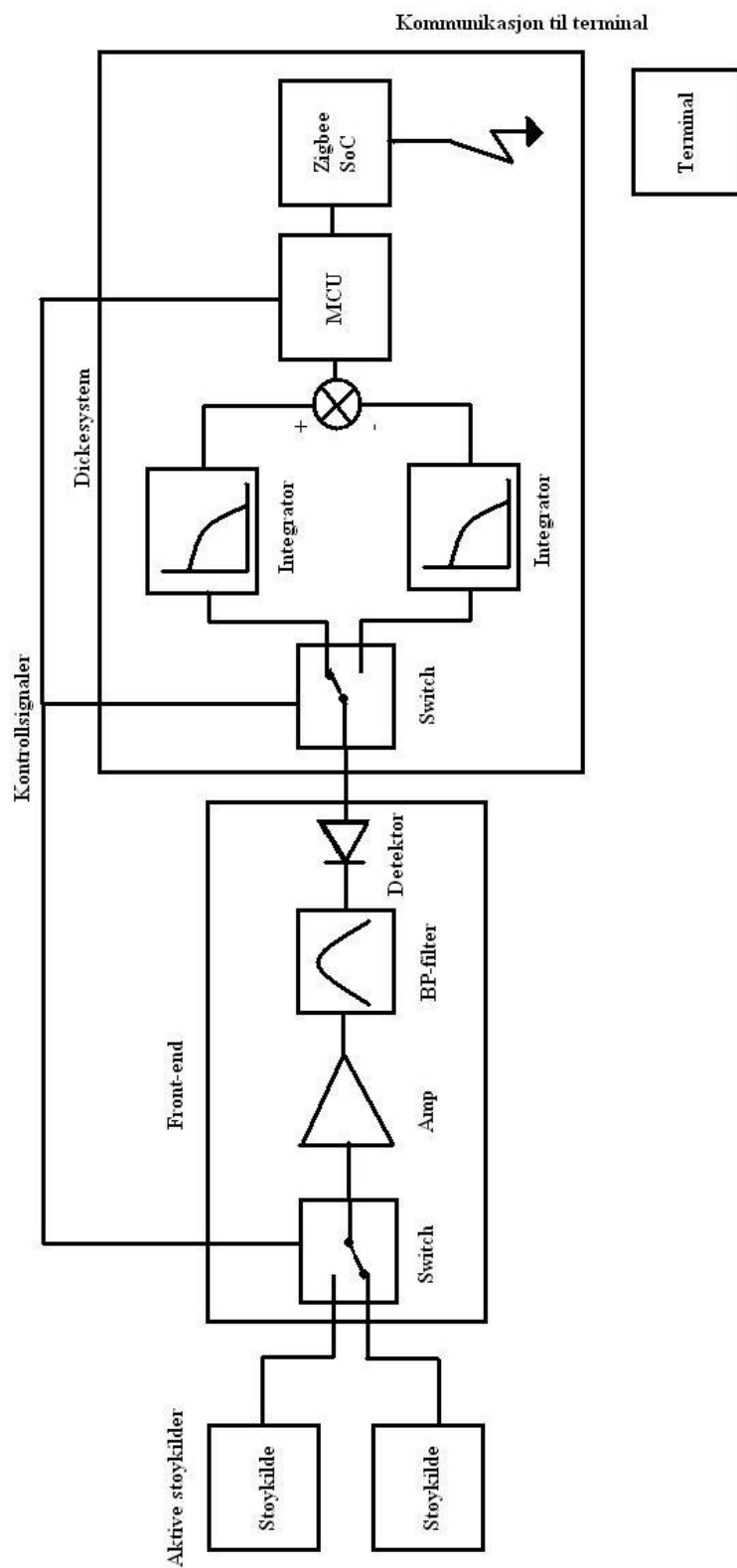
- **Offentlige applikasjonsprofiler:** Software utviklet av ZigBee-alliansen som utfører en spesiell oppgave. Her kan enheter fra forskjellige produsenter kommunisere med hverandre, så lenge begge benytter samme applikasjonsprofil.
- **Produsent-spesifikke applikasjonsprofiler:** Privat applikasjon utviklet av et selskap for å operere en ZigBee-enhet på en bestemt måte. Kan ikke benyttes sammen med ZigBee-enheter fra andre produsenter.

Kapittel 4

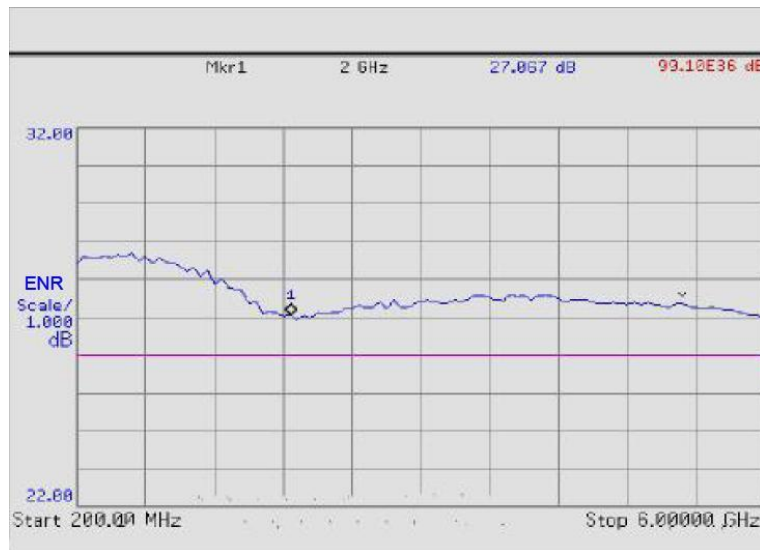
Implementering av radiometrisk system

Vi ønsker å implementere et radiometer som kommuniserer trådløst med en terminal. Radiometeret skal være av Dicke-typen og skal kontinuerlig skifte mellom to forskjellige innganger, hvor den ene er en referanse og den andre er objektet vi ønsker å måle på. I uttestingsfasen vil vi her benytte støykilder på begge inngangene. Implementasjonen av et slik radiometer er beskrevet i dette avsnittet. Det er valgt å bryte implementasjonen opp i fire enkeltstående deler. Den første beskriver støykildene vi skal benytte som både referanse og måleobjekt. Den andre beskriver front-end av radiometeret og fokuserer på mikrobølge-delen av systemet. Den tredje delen implementerer Dicke-systemet og består hovedsaklig av stor-signal elektronikk og mikroprosessor-styringen av systemet. Den siste delen tar for seg den trådløse kommunikasjonen til terminal. Et blokkdiagram for systemet er vist i figur 4.1.

Alle kretskortutlegg er utført i Cadsoft Eagle [80]. Dette programmet benyttes vanligvis for utlegg knyttet til vanlig analog eller digital elektronikk. For mer kompliserte utlegg (som for eksempel RF/mikrobølgekreter) benytter man vanligvis mer avanserte CAD-verktøy. CST Microwave Studio [82] har et slikt verktøy innebygget og disse gir vanligvis et overlegent resultat ved design av avanserte RF/mikrobølge-strukturer. Siden vår implementasjon ikke benytter mer avanserte strukturer enn mikrostriplinjler, vurderer vi det slik at Eagle er tilstrekkelig for å legge ut kortene. Dette vil gi en stor arbeidsbesparelse, da det generelt tar kortere tid å legge ut et kort i Eagle enn i CST Microwave Studio. Det er også lettere å gjøre endringer på utlegget i ettertid.



Figur 4.1: Blokkdiagram av radiometrisk system.



Figur 4.2: Oppgitt effektetthetsspektrum fra SMN3018 [64].

4.1 Aktive støykilder

Som tidligere nevnt ønsker vi å benytte støykilder som både referanse og måleobjekt. Her er støykilder fra Micronetics valgt [64]. Disse er av typen SMN3018 og leverer minimum 26 dB ENR (tilsvarende omtrent -148 dBm/Hz) i området fra 200 MHz til 6 GHz. Flatheten er oppgitt til å ligge innenfor maksimalt 2 dB. Effektetthetsspekteret for støykilden slik det er oppgitt i databladet er vist i figur 4.2.

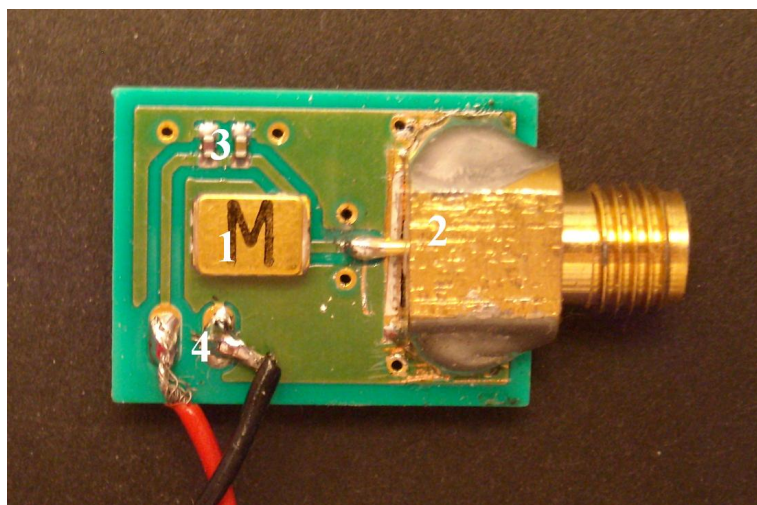
Da disse kildene generelt er svært dyre, ønsket vi å montere disse på egne brett og koble de til selve radiometeret ved hjelp av konnektorer. Se skjema i figur A.1(a) i Appendiks A. Vi valgte derfor å designe egne kort til dette formålet. Kortet er produsert i Rogers RO4350B-laminat [65] som har følgende egenskaper:

- Dielektisk konstant: 3.66
- $\tan \delta = 0.0031$
- Tykkelse = 0.254 mm

Dette vil gi (i følge AppCAD) en bredde på microstriplinjene på 0.522 mm, dersom vi benytter 3.5 GHz som senterfrekvens og 35 μm koppertykkelse. En bredde på 0.522 mm tilsvarer da en impedans på 50.02Ω . Utleget for dette kortet er vist i figur A.1(b) i Appendiks A. I tillegg til pad'er for å montere støykilden er det også satt av plasser til to kondensatorer, som skal fjerne eventuell støy fra spenningskilden. SMN3018 opererer på 15 V DC. Det grå området helt til venstre

i figur A.1(b) er satt av til konnektoren. Her må man manuelt klippe bort en del av kortet for å få plass til og lodde på konnektoren. Konnektoren vi benytter er av typen 82 SMA-S50-0-45 levert av Huber+Suhner. Kortet har også tilkobling for forsyningsspenningen og jord.

Siden vi har to innganger på vårt instrument, vil vi trenge to slike kilder for å drive kortet. Den ene vil da operere som referanse, mens den andre vil simulere et objekt vi måler på. Det vil her være nødvendig å dempe den siste kilden noe. Til dette vil vi bruke et variabelt dempeledd HP8494A fra Hewlett-Packard. Figur 4.3 viser de ferdig produserte støykildene.

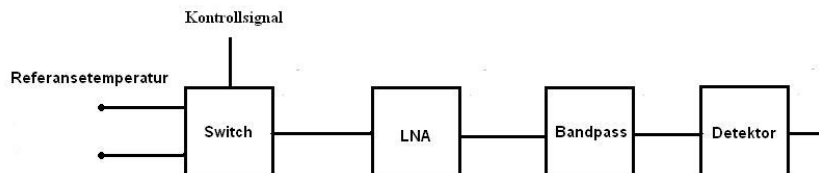


Figur 4.3: Bilde av støykildene. (1) SMN3018 chip. (2) Konnektor (3) Avkoblingskondensatorer. (4) Tilkoblingspunkt for forsyningsspenning.

4.2 Radiometer front-end

Radiometerets front-end omfatter alle komponenter fra RF-inngangene og til og med detektoren. Kort oppsummert omfatter altså front-end alle komponenter som opererer i mikrobølgeområdet. Som tidligere nevnt fører mikrobølgeelektronikk til større utfordringer når det gjelder kretsdesign.

Vi ønsker i første omgang å måle på støykilder. Som vist i forrige avsnitt leverer disse et relativt svakt signal. En ENR på 26 dB tilsvarer en støyeffekt på omtrent -148 dBm/Hz. Front-end har som funksjon å forsterke og detektere dette signalet. I tillegg er det hensiktsmessig å skille ut et frekvensbånd som målingene utføres på. Innenfor radiometri velger man ofte et bånd med en båndbredde på 0.5 - 1 GHz. Forsterkningen som er nødvendig er avhengig av detektorløsningen. Vi vil basere oss på en Schottky-diode som har en optimal lineær deteksjon (lineær i forhold til innsendt *effekt*) for inngangseffekter rundt -50 dBm. Dersom vi benytter et



Figur 4.4: Blokkdiagram for front-end.

500 MHz bredt frekvensbånd som måleområde, vil vi trenge en total forsterkning på 126, noe som tilsvarer 21 dB. Velger vi et litt bredere integrasjonsbånd, vil vi trenge noe mindre forsterkning.

Vi vil nedenfor gå i detalj rundt designvalg for de ulike komponentene i radiometerets front-end.

4.2.1 Switch

Switchen som skal benyttes i prosjektet er av typen CSWA2-63DR+ og leveres av Mini-Circuits [67]. Denne har en driftspenning på 3V til 5V. Komponenten er meget bredbåndet (500 til 6000 MHz) og er matchet til 50Ω . Switchen kontrolleres av et logisk signal som enten er 0 eller lik driftspenningen. Den viktigste parameteren til switchen vil være isolasjonen mellom signalportene. Databladet oppgir isolasjonen mellom fellesporten og inngangsportene til å være minimum 50 dB i området fra 3 til 4 GHz. Isolasjonen mellom de to inngangsportene er oppgitt til å være minimum 44 dB i det aktuelle området. I begge tilfellene er dette akseptable verdier og vil sørge for minimal interferens fra porten som til enhver tid ikke er i bruk.

4.2.2 LNA

Forsterkerløsningen vi benyttet er levert av Hittite [66] og er av typen HMC593LP3. Dette er en forholdsvis rimelig (~ 5 i små kvantum) MMIC forsterker, med en båndbredde på 500 MHz og senterfrekvens 3.55 GHz. Innenfor dette båndet skal forsterkningen være på minimum 19 dB. Vi beregnet tidligere minimum 21 dB forsterkning ved bruk av støykilder. Det ble derfor valgt å benytte flere slike forsterkere i kaskade. Radiometerets front-end er initielt designet med 3 forsterkere

i kaskade. Dette er for å få nok forsterkning til å også kunne måle på reelle støysignaler (-174 dBm/Hz) i stedet for sterke aktive støykilder. Dersom vi ønsker å måle på slike kilder, utnytter vi at forsterkeren har en bypass-funksjon, som “slår av” forsterkningen, slik at enheten i stedet oppfører seg som en passiv komponent med et begrenset tap (~ 2 dB). Teoretisk sett vil to LNA'er med forsterkning 19 dB gi en total forsterkning på 38 dB. Dette er en del mer en den nødvendige verdien (21 dB), men vi må også kompensere for tap i andre komponenter som f.eks switch, filter og forsterkeren i bypass. Vi må i tillegg ta høyde for eventuelle parasit-effekter som kan oppstå når en kobler flere forsterkere etter hverandre i kaskade.

Vi har tidligere vist at forsterkerens plassering og støytall er svært viktig for kretsens totale støytall. Vi velger derfor å plassere forsterker-kaskaden så langt frem som mulig, altså rett etter switchen. Hittite-forsterkeren har et støytall på 1.2 dB, noe som er akseptabelt. Dette er avgjørende for den totale nøyaktigheten i systemet, siden denne er direkte avhengig av instrumentets støytemperatur (jfr. likning (2.81)).

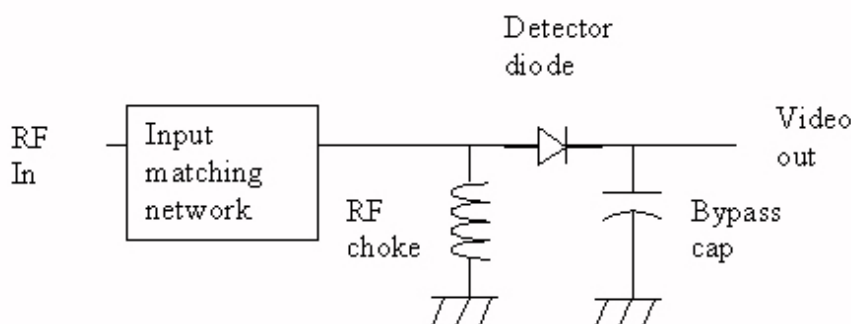
4.2.3 Filterløsning

Filtrenes hovedoppgave er å begrense et frekvensbånd som målingene skal skje innenfor. Her har man hovedsakelig to muligheter; enten realisere et filter i mikrostrip eller benytte kommersielt tilgjengelige SMD-filtre. Den siste løsningen ble valgt, siden bredden på microstriplinjene ville medført at et filter basert på transmisjon-slinjer ble meget plasskrevende. Mikrostrip-filterdesign er heller ikke ukomplisert dersom man ønsker filter med god ytelse.

Å finne et passende SMD-filter viste seg også å være noe problematisk. De fleste kommersielt tilgjengelige filtre er knyttet til kommersielle kommunikasjonsbånd. Dette er bånd vi generelt sett ikke ønsker å benytte for å unngå interferens. Vi lyktes ikke å finne bandpassfiltre som passet overens med vårt ønskede frekvensområde, så det ble istedet valgt en annen løsning. Vi benyttet et lavpassfilter og et høypassfilter i kaskade levert av Mini-Circuits. Lavpassfilteret er av typen LFCN-3400+ og har en cutoff-frekvens på 3950 MHz [71]. Høypassfilteret er av typen HFCN-3100+ og har en cutoff-frekvens på 3100 MHz [70]. Kombinert vil disse gi et bandpassfilter med et passband fra 3.1 til 3.95 GHz. En ulempe med å benytte en slik kaskade er at vi vil få et høyere tap i passbandet, da vi får tap fra to filter kontra bare ett. Et annet viktig designvalg er hvorvidt det er nødvendig med to slike kaskader etter hverandre for å få en stor nok dempning i stoppbåndet. Siden vi har en rimelig stor forsterkning fra vår LNA-kaskade, ble det derfor valgt å benytte to slike kaskader for å forsikre at vi ikke får noen forsterkning av frekvenser utenfor bandet og at interferens blir tilstrekkelig blokkert. Dette vil som tidligere nevnt føre til litt ekstra tap i passbandet og øke systemets totale støytall noe.

4.2.4 Detektorkrets

Detektoren er designet som en vanlig småsignal-detektor som vist i figur 4.5. Deteksjonen baserer seg på diodens ikke-lineære oppførsel, som gjør at man kan konvertere et AC-signal til et tilnærmet DC-signal. Detektordioden produserer et signal som enten er rent positiv eller rent negativt (vår krets vil produsere en positiv spenning). Dette skjer ved at dioden oppfører seg som en likeretter. Vi ønsker å operere denne dioden i et område der diodens egenskaper følger en såkalt “square-law”. Dette betyr at spenningen ut fra dioden er proporsjonal med den innsendte effekten [50].



Figur 4.5: Detektorkrets [50].

Vi ser av figuren at signalet først må gjennom et tilpassningsnettverk. Dette skyldes at dioder sjelden er godt tilpasset 50 Ohm, slik at vi for å unngå refleksjoner må innføre en krets for å tilpasse detektoren til kretsen. I databladet for dioden [68], oppgis det at en 60 Ohms motstand vil fungere bra som en bredbåndet tilpassningskrets for denne dioden.

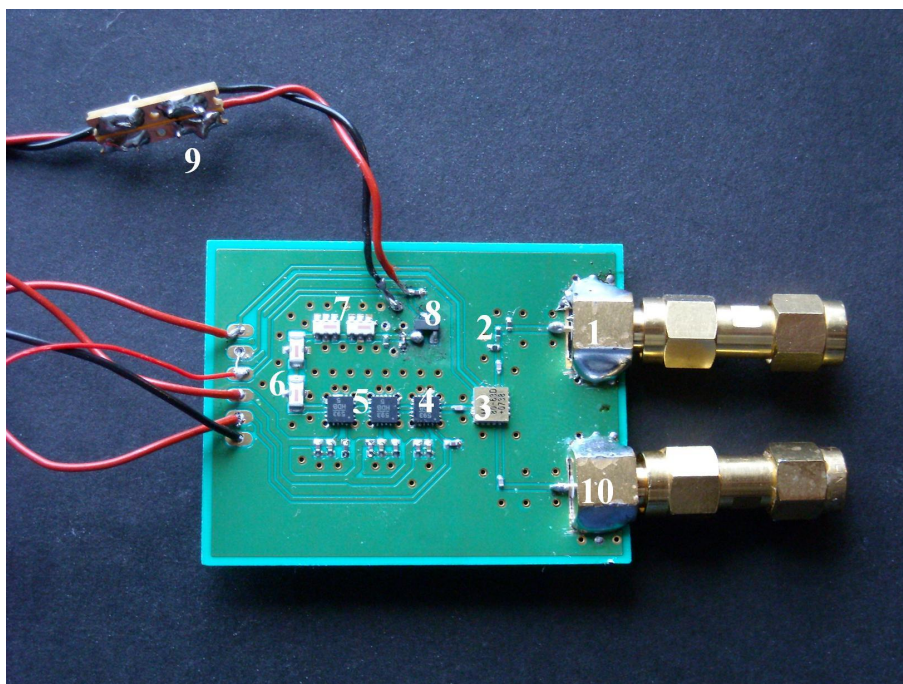
Etter tilpassningskretsen, står en spole i parallell. Funksjonen til denne spolen er å fungere som en DC-retur. Siden vi ønsker å generere et DC-signal, er en slik DC-retur nødvendig. Dette gjøres ved å benytte en spole som vil operere som en åpen krets ved RF-frekvenser. Ved video-frekvenser vil derimot spolen fungere som en lav-impedans vei til jord. Ved utgangen av detektorkretsen står en kondensator. Denne har som funksjon å glatte signalet og opererer også som RF-jord til dioden.

4.2.5 Utlegg

Figur A.2 i Appendix A viser et skjema for kretskortutlegget som utgjør front-end implementasjonen av radiometeret. Som vi ser av skjemaet er det en del ekstra komponenter som ikke er nevnt i diskusjonen over. Blant annet benytter vi samme konnektorer som på støykildekortet og på den ene inngangen har vi lagt til et dempeledd (standard π -filter oppsett). Dette er for å simulere en temperatur

ulik referansestøkilden dersom vi benytter to like kilder. Dersom man ikke ønsker å benytte dempeleddet, kan motstandene loddes av og erstattes av 0Ω motstander. Det er også lagt til en del kondensatorer. Disse har som funksjon å enten blokkere DC-spenning fra switchen eller å glatte ut støy og interferens fra drivspenningen.

Selve kortutlegget av dette skjemaet er presentert i figur A.3 i Appendix A. Utlegget er utført i samme laminat som for støykildekortene og vi vil derfor få samme bredde på microstriplinjene. Kortet har et jordplan på både over- og undersiden der det ikke er komponenter eller transmisjonslinjer. Et bilde av det ferdige front end-kortet er vist i figur 4.6



Figur 4.6: Bilde av front end. (1) Tilkoblingspunkt for antenne (2) Dempeledd (3) Switch (4) LNA i bypass (5) Aktive LNA (6) Lavpassfiltre (7) Høypassfiltre (8) Detektorkrets (9) Beskyttelseskreter for detektor (10) Tilkoblingspunkt for referanse.

4.3 Dicke-system

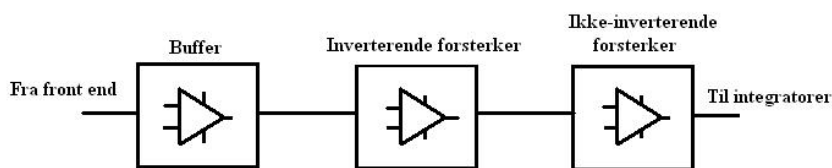
Implementasjonen av front-end beskrevet i forrige avsnitt er i realiteten bare et totaleffektsradiometer hvor en kan skifte mellom to inngangssignaler. Output fra denne delen av systemet er en relativ lav spenning ($\sim 1 \text{ mV}$). Som diskutert i teorien vil front-end ha en stor måleusikkerhet som følge av instrumentdrift. For å redusere denne måleusikkerheten ønsker vi å implementere et Dicke-system. Her ønsker vi å kontinuerlig skifte mellom de to inngangene, hvor vi på den ene inngan-

gen vil benytte en referanse, mens den andre er inngangen er tilkoblet antennen. Vi vil så benytte forskjellen mellom de to signalene til å estimere temperaturen i stedet for å benytte spenningen ut fra front-end direkte. For å implementere dette er det designet et eget kretskort (heretter kalt Dicke-kort), som styres fra en mikrokontroller. Denne mikrokontrolleren er plassert på kretskortet som implementerer den trådløse kommunikasjonen. Detaljer rundt dette kortet vil bli presentert i 4.4.1.

Dicke-kortet kan hovedsaklig deles opp i to deler: Den første er en forsterkerdel, som har som hensikt å forsterke den lave spenningen ut fra detektorkretsen. Grunnen til at denne delen er inkludert på dette kortet, og ikke front-end, er at vi i størst mulig grad ønsker å skille RF og LF elektronikken. Den andre delen implementerer selve Dickeløsningen. Realiseringen er basert på integratorer og det benyttes en sample-and-hold teknikk for å sammenligne spenningen fra disse integratorene. Sammenligningen skjer ved hjelp av en komparator og output fra dette kortet vil derfor bli et digitalt signal som sendes til mikrokontrolleren.

4.3.1 Forsterkerdel

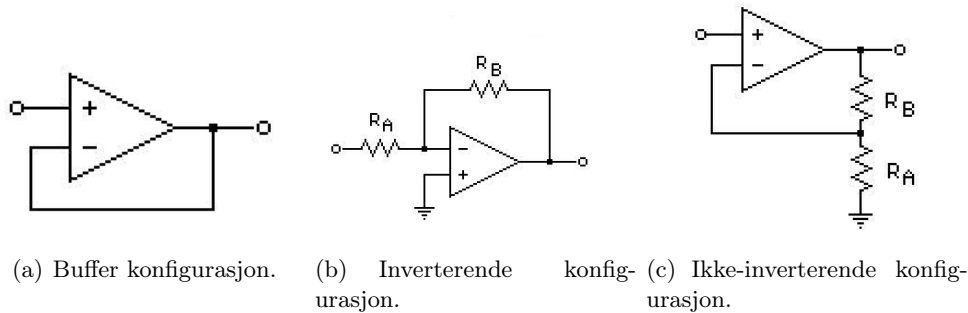
Som nevnt vil detektorkretsen levere et forholdsvis svakt signal. Vi ønsker å forsterke dette slik at vi i størst mulig grad får utnyttet det tilgjengelige dynamiske området på inngangen til komparatoren. Vi må derfor forsterke et signal som ligger på 1 mV til ca. 3 V. Dette vil gi oss bedre oppløsning og minske kvantiseringsstøy. Samtidig vil det gjøre det lettere for komparatoren å skille signalene når forskjellen mellom nivåene er liten. Realiseringen av forsterkerdelen består av tre forsterkerledd.



Figur 4.7: Blokkdiagram av forsterkerdel.

Det første leddet er en såkalt spenningsfølger. Dette er en op-amp som er implementert som i figur 4.8(a) Her vil spenningen på utgangen alltid være lik spenningen på inngangen. Vi vil altså ikke få noen forsterkning fra dette leddet. Fordelen med et slikt forsterkerledd er at en denne konfigurasjonen gir oss en høy inngangsimpedans på inngangen til kortet, samtidig som vi får en lav utgangsimpedans fra det første forsterkertrinnet. Slike forsterkerkonfigurasjoner kalles ofte for en buffer, da de vil gi en viss isolasjon mellom inngangen og utgan-

gen. Op-ampen benyttet i dette leddet er av typen TL072 og er i følge databladet stabil for denne typen konfigurasjon (+1 konfigurasjon)[73].



Figur 4.8: Op-amp konfigurasjoner.

Selve forsterkningen vil fordeles over de to bakerste trinnene. Her benyttes to op-amper av typen LT1028 [72]. Den ene er implementert som en inverterende forsterker mens den andre er implementert som en ikke-inverterende forsterker. Siden vi får en positiv spenning ut fra detektoren, samtidig som integratorene senere vil invertere signalet, vil vi trenge en inverterende konfigurasjon for å sørge for en positiv spenning inn på komperatoren.

Den inverterende konfigurasjonen er vist i figur 4.8(b) og forsterkningen er gitt ved:

$$G_{inv} = -\frac{R_{B1}}{R_{A1}} \quad (4.1)$$

mens den ikke-inverterende konfigurasjonen er vist i figur 4.8(c) og forsterkningen er gitt ved:

$$G_{ninv} = 1 + \frac{R_{B2}}{R_{A2}} \quad (4.2)$$

Vi vil da få en total forsterkning fra forsterkerleddet gitt ved (buffer-leddet har forsterkning 1):

$$G = G_{inv}G_{ninv} = -\frac{R_{B1}}{R_{A1}}\left(1 + \frac{R_{B2}}{R_{A2}}\right) \quad (4.3)$$

Verdiene til R_{A1} , R_{B1} , R_{A2} og R_{B2} velges slik at vi får tilstrekkelig forsterkning til å utnytte inngangsområdet til komperatoren i størst mulig grad.

4.3.2 Dicke-konsept

Det finnes flere ulike måter å implementere Dicke-systemet på. Mange instrumenter velger å måle differansen på spenningen fra de to inngangene og ut i fra denne estimere temperaturen [9]. I denne oppgaven velger vi i stedet å trekke inn elementer fra støy-injeksjons radiometere. Som beskrevet i teorien ønsker disse å holde differansen på spenningen fra de to kanalene lik null ved å sende inn en variabel støyeffekt. Hvor mye støyeffekt som sendes inn styres av en servoløkke. I vårt radiometer ønsker vi å holde differansen på null, men i stedet for å variere hvor mye støyeffekt som sendes inn på referanseinngangen, velger vi istedet å variere integrasjonstiden.

La oss anta at vi får en spenning $-V_A$ inn på integratorene fra forsterkerkretsen når antenneinngangen er koblet til og en spenning $-V_R$ når referanseinngangen er koblet til. Vi implementerer så to identiske integratorer som er knyttet til hver inngang. Disse integratorene er koblet til forsterkerdelen via en switch. Denne switchen samkjøres med switchen på front-end, slik at den ene integratoren (heretter referert til som referanseintegrator) mottar effekt fra referanseinngangen og den andre (heretter referert til som signalintegrator) mottar effekt fra antenneinngangen. Spenningen V_o ut fra integratoren er gitt ved [34]:

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_i dt + c \quad (4.4)$$

Her er V_i spenningen inn på integratoren, $1/RC$ tidskonstanten og c utgangsspenningen ved $t = 0$. Dersom vi antar at V_i er tilnærmet konstant i integrasjonsperioden og at spenningen c er lik null for hver integrasjonsperiode, vil (4.4) forenkles til:

$$V_o = -\frac{1}{RC} V_i \cdot t \quad (4.5)$$

Vi ønsker så å la referanseintegratoren og signalintegrator være aktiv i ulike tidsperioder. Dersom vi betegner tiden referanseintegratoren er aktiv som t_R og tiden signalintegratoren er aktiv som t_A , får vi følgende uttrykk for spenningene ut:

$$\begin{aligned} V_{o1} &= \frac{1}{RC} V_R \cdot t_R \\ V_{o2} &= \frac{1}{RC} V_A \cdot t_A \end{aligned} \quad (4.6)$$

Vi kan så finne differansen mellom disse spenningene og sette den til 0. Dette gir:

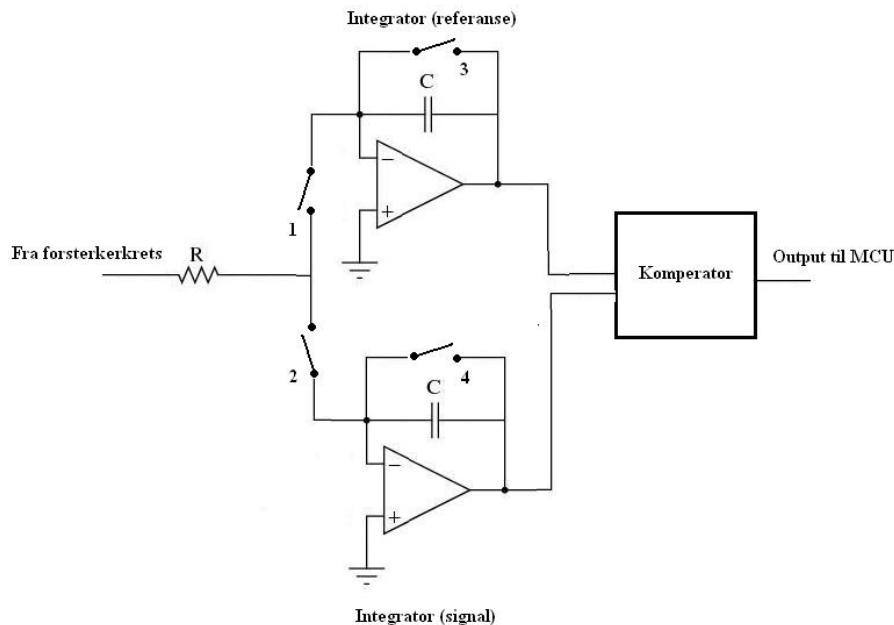
$$V_{diff} = V_{o1} - V_{o2} = \frac{1}{RC}(V_R \cdot t_R - V_A \cdot t_A) = 0 \quad (4.7)$$

Tidsperiodene t_R og t_A vil være gitt. Dersom vi så antar en lineær relasjon mellom temperaturen på inngangen til radiometeret og spenningen ut fra forsterkerleddet, kan vi skrive $V_R = cT_R$ og $V_A = cT_A$, hvor T_R og T_A er henholdsvis referansetemperaturen og antenntemperaturen. Konstanten c er en proporsjonalitetsfaktor mellom temperaturen inn og spenningen ut fra forsterkerleddet. Vi antar at denne er lik for både referansen og antennen. Denne antakelsen er bare gyldig dersom tidsperiodene t_R og t_A er betydelig mindre enn tidsvariasjonene i forsterkningen i kretsen. Vi får da:

$$\frac{1}{RC}(T_R \cdot t_R - T_A \cdot t_A) = 0 \Rightarrow T_R \cdot t_R = T_A \cdot t_A \Rightarrow T_A = \frac{t_R}{t_A} T_R \quad (4.8)$$

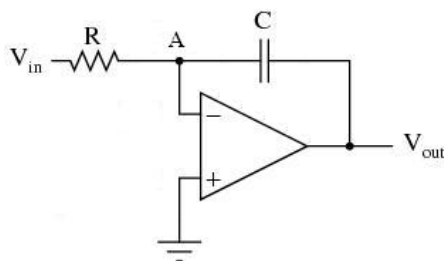
Likning (4.8) gir oss en enkel relasjon mellom referansetemperaturen og antenntemperaturen som vi ønsker å måle. Gitt at vi benytter en kjent referanse kan vi estimere antenntemperaturen direkte fra forholdet mellom de to integrasjonstidene. Forutsetningen for dette er at disse integrasjonstidene er valgt slik at spenningene ut fra referanseintegratoren og signalintegratoren er lik.

4.3.3 Implementasjon av Dicke-konsept



Figur 4.9: Blokkdiagram av Dicke-del.

Dicke-konseptet beskrevet i avsnittet over er implementert ved hjelp av to op-ampere i en integratorkonfigurasjon som på figur 4.9. En generell integratorkonfigurasjon er vist i figur 4.10. Her vil den ene integratoren tilhøre referansekanalen og den andre integratoren tilhøre signalkanalen. De benyttede op-ampene er av typen LT1028 [72]. For å skru av og på integratorene benyttes et switche-system. Begge integratorene har switcher plassert mellom motstanden og opamp-inngangen (markert med 1 og 2 i figur 4.9). Disse står normalt åpen og når en av dem blir påtrykt en kontrollspenning, vil switchen lukke seg og integratoren vil lades opp. Når kontrollspenningen forsvinner, åpner den tilhørende switchen seg og integratoren vil holde på spenningen den har ladet opp. På denne måten kan vi først lade opp den ene integratoren i en viss tidsperiode, før vi lader opp den neste integratoren. Når begge integratorene er ladet opp, vil spenningene holdes konstant slik at de kan sammenlignes.



Figur 4.10: Integratorkonfigurasjon.

Dicke-konseptet beskrevet her tar utgangspunkt i at integratorene er fullstendig utladet ved $t = 0$. For å tilfredstille denne betingelsen er det koblet en switch i parallell med kondensatorene i integratorkonfigurasjonene (markert som 3 og 4 i figur 4.10). Disse vil normalt være åpne, men ved påtrykt spenning vil den lukke seg og spenningen lagret i integratorene vil lades ut. På denne måten forsikrer vi oss om at integratoren er fullstendig utladet ved starten av hver integrasjonsperiode. Vi ser her at vi totalt vil trenge 4 switcher til denne implementasjonen. Her benytter vi en Maxim switch av typen 4751 [74].

Komponentene beskrevet over danner tilsammen en enkel sample-and-hold krets. Når de to integratorene er ladet opp, vil spenningen holdes konstant på begge frem til det sendes et kontrollsignal til switchene 3 og 4, som fører til at integratorene lades ut. I tidsperioden fra fullført oppladning til utladning kan vi derfor gjøre en sammenligning av spenningene. Her finnes det hovedsakelig to løsninger. Man kan enten benytte en differensiell forsterker og hente ut differansen mellom spenningene (som senere kan forsterkes for å øke oppløsningen), eller man kan benytte en komparator. I vårt tilfelle har vi en front-end som bare støtter målinger på støykilder. Disse er generelt svært varme ($\sim 10^5$ K) og den eneste måten vi kan variere inngangstemperaturen er ved å dempe disse ved hjelp av attenuatorer. Dette fører til et stort dynamisk område, som igjen gjør en implementasjon ved hjelp av differensielle forsterkere svært vanskelig, særlig om man

ønsker å vedlikholde en rimelig god oppløsning. Dersom man benytter en 10-bits ADC til å lese av feilsignalet (spenningen ut fra den differensielle forsterkeren) vil man med 3 V supplysning få en oppløsning på 2.9 mV. En komparator som ALD2321A levert av Advanced Linear Devices kan skille spenninger som har en forskjell på 0.05 mV ifølge databladet [75]. Man har derfor valgt å benytte komparatorer i dette prosjektet.

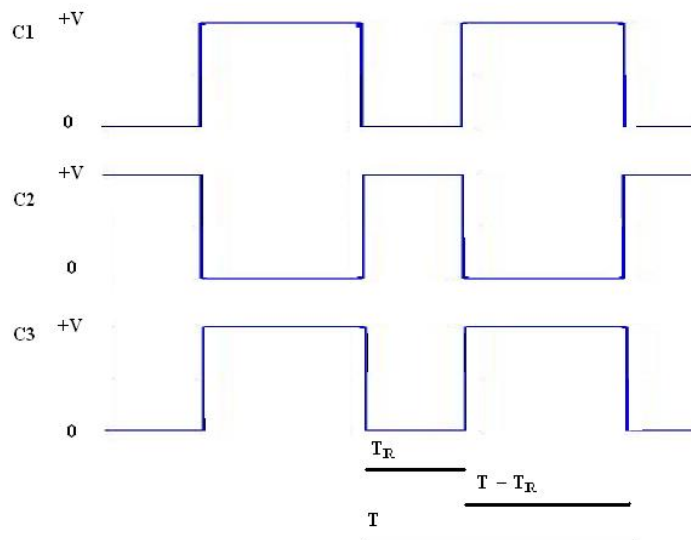
Selv om vi oppnår bedre oppløsning ved bruk av komparatorer, vil det medføre en del ulemper. For det første er output fra en slik komparator bare et logisk signal som indikerer hvilken av signalene som er størst. Vi vil altså ikke ha feilsignalet direkte tilgjengelig og vi må derfor kalibrere for hvert sample vi ønsker å ta. En løsning som benytter en differensiell forsterker vil bare trenge å kalibrere når feilsignalet avviker fra null. For komparatorer må vi benytte en algoritme for å finne når feilen er lik null. Denne er beskrevet i neste avsnitt.

4.3.4 Kontroll og algoritme for lokalisering av nullpunkt

Dicke-systemet beskrevet i forrige avsnitt krever en nøyaktig styring av de ulike switchene for at det skal fungere. Denne styringen utføres av mikrokontrolleren. Vi velger å benytte et pulstog for å styre switchen på front end. Dette pulstog kan så moduleres slik at integrasjonstidene kan varieres. Med utgangspunkt i dette “hovedpulstog” kan 4 andre pulstog genereres for styringen av de andre switchene.

La oss ta utgangspunkt i et periodisk signal $C1$ bestående av firkantpulser med periode T . Dette er et signal som enten tar verdien 0 eller $+V$. Dette signalet kan benyttes direkte for å styre switchen på front-end. Her vil referansen være koblet inn når $C1$ er lik null, mens antennen vil være koblet inn når $C1$ er $+V$ (se datablad for logisk styring av switch [64]). Dersom vi pulsmodulerer signalet $C1$, vil vi kunne variere hvor lenge referansen og antennen skal være koblet til. Dersom vi betegner den tidsperioden referansen er tilkoblet i løpet av en periode T som T_R , vil tidsperioden antennen er tilkoblet være uttrykt med $T_A = T - T_R$. Vi kan dermed variere det interne forholdet mellom hvor lenge de to inngangen er tilkoblet ved å endre verdien av T_R . Perioden T vil være låst til en fast verdi.

Vi kan så samkjøre signalet $C1$ med de to switchene på inngangen til integratorene, slik at hver av integratorene er koblet til like lenge som sin assosierte inngang. Vi genererer derfor to nye pulstog, $C2$ og $C3$, hvor $C2$ er høy når $C1$ er lav og $C3$ er høy når $C1$ er høy. Så lenge disse pulstogene er synkroniserte, vil vi derfor få et scenario hvor referansen først er tilkoblet i en tidsperiode T_R og den ene integratoren er tilkoblet og lader seg opp. Deretter vil inngangen slå over til antennen i en tidsperiode $T - T_R$ og den andre integratoren vil lades opp, mens den første holder på den oppladede spenningen. Figur 4.11 gir et bilde på hvordan disse pulstogene vil se ut.

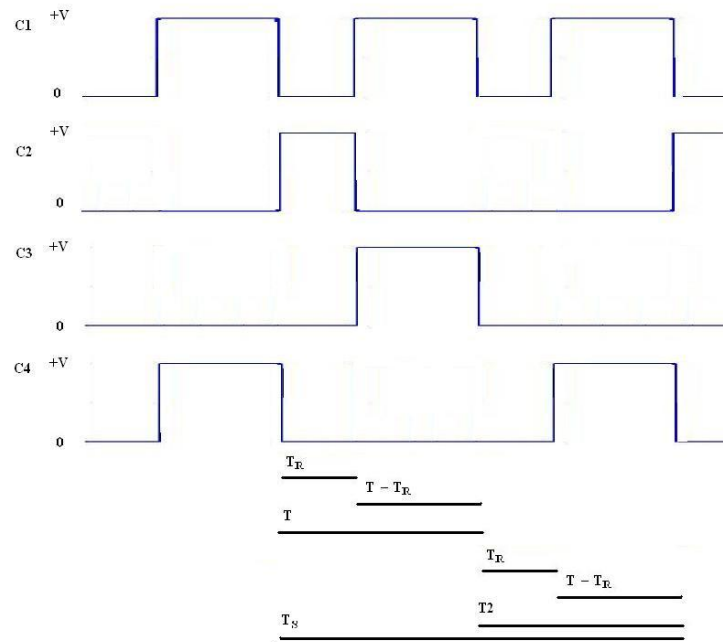


Figur 4.11: Pulstog til front-end (C1) og pulstog for å aktivere integratorer (C2 og C3).

Vi har etter en periode T to integratorer som er ladet opp i tidsperiodene T_R og $T - T_R$. Spenningene ut fra disse integratorene kan nå sammenlignes og lades ut. Til dette benytter vi en ny periode T av pulstog C1 som vi kaller T_2 . Integratorspenningene er direkte koblet til inngangene på komperatoren og vi leser av komperatoroutput ved begynnelsen av T_2 . I denne perioden er switchene 1 og 2 på inngangene til integratorene åpne, slik at det ikke skjer noen ytterligere oppladning av integratorene. Når pulstog C1 så går høy, vil switchene i parallell med integratorkondensatorene slå igjen og integratorene utlades. Vi benytter altså to perioder av pulstog C1 for å ta ett sample av hvilken kanal som leverer størst effekt.

Figur 4.12 viser de 4 pulstogene slik de er implementert i mikrokontrolleren. Vi ser at den totale tiden det tar å gjøre én sammenligning T_S er to perioder T av pulstog C1. C1 benyttes som utgangspunkt for genereringen av alle pulstogene i mikroprosessoren. Utgangspunktet for C1 er den interne oscillatoren på mikrokontrolleren. Denne er satt opp til å svinge med en frekvens på 8 MHz og nedskaleres til 2 MHz før den styrer en intern teller "TimerA". Denne telleren genererer avbrudd når verdien i teller-registeret er lik verdien i en av de bruker-spesifiserte registerene TACCR0 eller TACCR1. Vi benytter disse avbruddene til å forandre spenningen på mikrokontrollerens utganger slik at pulstogene blir generert.

Vi programmerer TACCR0 til å holde perioden T , mens TACCR1 skal holde tidsperioden T_R . TimerA er en 16-bits teller og kan telle opp til 65536. Vi ønsker at verdien i TACCR0 skal være størst mulig for å få best mulig oppløsning. Vi velger



Figur 4.12: Pulstog til front-end (C1) og pulstog for å aktivere integratorer (C2 og C3) samt pulstog for å utlade integratorer (C4).

derfor å sette dette registeret til 32768 og nedskalere den interne oscillatoren til 2 GHz. Dette gjør at TACCR0 vil generere avbrudd omtrent 60 ganger i sekundet og gir derfor pulstoget C1 en frekvens på 60 Hz. Denne switchetiden er raskere enn temperaturdriften i systemet. Tidsperioden T_R er variabel og endres ved å oppdatere TACCR1 med en verdi mindre enn 32768. Vi kan på dette måten hele tiden regulere tidsperiodene T_R og $T - T_R$. TACCR1 settes initielt til 16384 slik at T_R og $T - T_R$ er like stor.

Vi kan som nevnt over gjøre en sammenligning av effekten fra de to kanalene 30 ganger i sekundet, da en sammenligning tar to perioder av C1. Vi foreslår så følgende algoritme for å finne punktet hvor spenningen er lik:

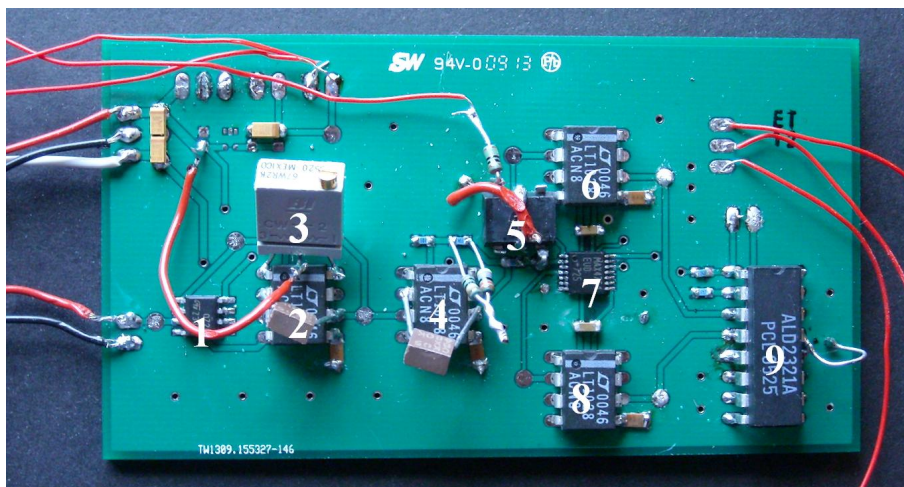
1. Initialiser T_R til $S = 16384$. Begge kanaler vil dermed ha like lang integrasjonstid.
2. $S = 0.5 \cdot S$
3. Dersom $V_R > V_A$ settes $T_R = T_R - S$ og dersom $V_R < V_A$ settes $T_R = T_R + S$
4. Hvis $S \neq 1$ gå tilbake til punkt 2, ellers lagres T_R

V_R og V_A er spenningen ut fra henholdsvis referansekanalen og antennekanalen. Siden vi halverer S for hver sammenligning, vil det kreve 14 sammenligninger før

vi finner nullpunktet og en måling er klar. 14 slike sammenligninger krever 28 perioder av pulstoget C1. Vi velger derfor å utføre to målinger i sekundet, finne gjennomsnittet av disse og deretter sende data til terminal. De to målingene vil tilsammen benytte 56 perioder og vi vil da ha 4 perioder igjen til å sende data dersom vi ønsker å overføre ett målepunkt i sekundet. Da heltall er mindre komplisert å overføre enn flyttall, velger vi å overføre T_R til terminal i stedet for å konvertere data til temperatur før overføring. Dette gir også en større fleksibilitet med tanke på etterprosessering, iom at vi i ettertid kan justere konstanter i utregningen uten å endre kildekoden.

4.3.5 Kortutlegg

Skjema og kortutlegg for Dicke-kortet er vist i figurer A.4, A.5 og A.6 i Appendiks A. Ferdig produsert kort er vist i figur 4.13. Etter initiell uttesting av kortet ble det utført en del modifikasjoner. Det ble lagt til avkoblingskondensatorer på alle tilkoblingspunkter for spenningskilder for å redusere støy. I tillegg ble det koblet kondensatorer (1000pF) til LT1028's OVERCOMP-pinne, for å redusere svingninger som oppstod i kretsen. Den totale forsterkningen i kretsen ble satt til omtrent 1000, da det viste seg at bufferforsterkeren førte til en noe sterkere respons fra detektoren enn indikert i initelle målinger av responsen.

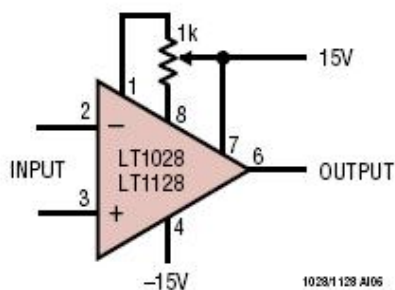


Figur 4.13: Bilde av Dicke-kort (1) Buffer-forsterker (2) Inverterende-forsterker (3) Potensiometer (4) Ikke-inverterende-forsterker (5) Optokobler (6) Integrator (referanse) (7) Switch (8) Integrator (signal) (9) Komparator.

Et annet problem som oppstod, var at vi fikk negative spenninger inn på Maxim switchen når begge inngangsswitchene til integratorene (switch 1 og 2) var åpen. Maxim-switchen er ikke designet for å håndtere dette og kretsen fikk derfor en feilaktig oppførsel ved at integratorene fortsatte oppladningen i stedet for å holde på spenningen. For å eliminere problemet ble en optokobler av typen

SFH600 [69] loddet fast i testpunkt 6 (se skjema i figur A.4 i Appendiks A). Denne ble så tilført et kontrollsignal som er høyt i løpet av hele perioden T2. Når dette kontrollsignalet er høyt, aktiveres optokobleren og testpunkt 6 vil kobles direkte til jord. På denne måten unngår vi uønskede effekter fra den negative inngangsspenningen i denne fasen.

En tredje modifikasjon, var å koble et $2\text{ k}\Omega$ potensiometer mellom pinne 1 og pinne 8 på LT1028 som vist i figur 4.14. Her bør man egentlig benytte et $1\text{ k}\Omega$ potensiometer men dette var ikke tilgjengelig. Bakrunnen for denne modifikasjonen er å kompensere for offsetspenninger som genereres av forsterkerene. Vi kan endre motstanden til dette potensiometeret samtidig som vi monitorerer spennningen inn på integratorene med et oscilloskop til vi kan observere at offset-effekten blir minimal. Dette er en veldig “grov” måte å motvirke denne effekten på og vil ikke være optimal.



Figur 4.14: Potensiometeroppsett [72].

4.4 Kommunikasjon til terminal

Kommunikasjon til terminal utføres ved hjelp av et tredje kretskort. I motsetning til de andre kretskortene, benytter vi her et kommersielt produkt i stedet for en egenprodusert løsning. Denne seksjonen beskriver implementasjonen av overføringen av måledata og terminalen på PC-siden.

4.4.1 Kommunikasjonskort

Valg av kretskort til kommunikasjonsdelen ble styrt av kravet om at en Zigbee-kompatibel transducer måtte være tilgjengelig. Samtidig måtte kortet inkludere en mikroprosessor med flere lett tilgjengelige I/O-pinner. Det finnes mange alternativer innenfor Zigbee-kommunikasjon. Her leveres det både egne radiobrikker som er produsert etter IEEE 802.15.4 spesifikasjonen, samt også såkalte SoC¹-

¹System-on-a-Chip

brikker, som er brikker med både mikroprosessor og radiobrikke integrert på en chip. Slike løsninger forenkler designet, men kan fordyre utviklingsprosessen ved at dyre og avanserte kompilatorløsninger må benyttes for å programmere chipen.

Valget falt på TI's eZ430-RF2480 system. Dette systemet består av to mikroprossessorer. Den første, MSP430F2274 [76], vil inneholde applikasjonen og generere kontrollsignal. Den andre, CC2480 [78], er en SoC-brikke med Zigbee-kompatible radio på chipen. Denne vil ta seg av all radiokommunikasjon. CC2480 gir en enkel integrering av Zigbee i prosjekter. Brikken er bygd for å støtte IEEE 802.15.4-spesifikasjonen og leveres med en Zigbee-stack innstallert. Denne stacken er TI's Z-stack og implementerer Zigbee-spesifikasjonen fullt ut. Det trengs derfor ingen ytterligere programmering for å implementere et Zigbee-nettverk, siden denne funksjonaliteten allerede er støttet i stacken. Dette gir en betydelig tidsbesparelse og prosjektet hadde antakeligvis ikke vært gjennomførbart innenfor den gitte tidsrammen uten en slik løsning.

For å kommunisere med og styre denne brikken kan man benytte SPI eller UART. Brikken leveres med et såkalt Simple API [79], som er en samling av totalt 10 API kall som tar seg av de vanligste Zigbee-funksjonene. Dersom brukeren skulle trenge mer funksjonalitet, er også den fullstendige Zigbee API'en støttet. En stor fordel med denne løsningen er at man slipper å programmere denne brikken. All nettverksfunksjonalitet er allerede implementert og er lett tilgjengelig gjennom det tidligere nevnte API-en. Dette gjør også at vi slipper å investere i kostbare kompilatorløsninger for å generere kode til chipen. Vi kan dermed behandle radiobrikken som en "sort boks" som vi hele tiden sender kommandoer til fra den andre prosessoren, noe som vil begrense all utvikling til å skje på MSP430F2274. Dette gir en betydelig tidsbesparelse i utviklingen av systemet.

eZ430-RF2480 systemet består av tre komponenter. Disse er presentert i figur 4.15. Komponenten i figur 4.15(a) er node-kortet hvor mikroprosessoren og radiochipen er plassert. På sidene av kortet befinner det seg tilkoblingspunkter som er direkte koblet sammen med pinnene på mikroprosessoren. Her vil vi koble til ledninger som overfører kontrollsignaler til Dicke-kortet og mottar output tilbake i form av et logisk signal. Figur 4.15(a) viser en USB-dongle som brukes til å programmere mikroprosessoren på node-kortet via IAR [81]. IAR er et utviklervertøy som brukes både til kompilering og opplasting av kode. I denne oppgaven benyttes en Kickstart-versjon som er gratis under forutsetning at koden er mindre enn en gitt verdi. USB-dongelen benyttes også til å sende data fra en node til PC via USB.

I figur 4.15(c) vises en batteripakke som tilfører noden strøm når den ikke er tilknyttet USB-dongelen. Denne batteripakken vil også fungere som spenningskilde for alle komponenter på Dicke-kortet som krever 3V, altså komparator og switch. Dette er gjort slik for å forsikre at det er overensstemmelse mellom de logiske nivåene på mikroprosessor, switch og komparator.



Figur 4.15: eZ430-RF2480-komponenter [52].

4.4.2 Implementering av kommunikasjon

Kommunikasjonen implementeres ved å benytte to node-kort. Det ene node-kortet opererer som en RFD²-node og vil være tilkoblet en batteripakke og de andre kretskortene som utgjør det radiometriske systemet. Det er på dette kortet vi vil implementere applikasjonen som tar de radiometriske målingene og sender disse til terminalen. Det andre node-kortet vil kobles til USB-dongelen. Denne vil operere som nettverkskoordinator og videresende mottatt data gjennom serieporten.

Kortene programmeres i C, hvor utviklermiljøet IAR Embedded Workbench Kickstart [81] har blitt benyttet. Applikasjonene tar utgangspunkt i eksempelsoftware levert av TI [54]. Hjelpetilene til disse eksempelapplikasjonene danner en platform for vår applikasjon. Her er det allerede implementert kode for styring av hardware på node-kortet, samt et interface mot CC2480-brikken (radiobrikken) som lar oss styre Z-stacken etter TI's spesifikasjon [79]. Kildekodene vi har utviklet er vedlagt på CD-ROM. Disse kodefilene vil ikke bli diskutert i detalj, da dette ikke er en informatikkoppgave og kodene ses på som et nødvendig verktøy i stedet for et resultat. Vi vil likevel knytte noen funksjoner i koden opp mot implementasjonen på konseptuell basis.

RFD-node

Som nevnt over vil RFD-noden inneholde applikasjonen som styrer Dicke-systemet og foretar målinger. Går vi tilbake til 4.3.4, ser vi at vi foretar to målinger i sekundet og finner gjennomsnittet av disse. Vi ønsker derfor å sende en måleverdi til terminalen hvert sekund. Denne måleverdien er i form av en 16-bits integer.

Før vi kan overføre måleverdier må nettverket settes opp. Dette gjøres ved oppstart av applikasjonen ved hjelp av funksjonen “zigbee_init()”. Her foretar vi først en reset av radiobrikken, før vi skriver til konfigurasjonsregisteret og definerer brikken som en såkalt “end device”. Dette gjør at brikken vil opptre som en RFD-

²Reduced function device. Se 3.4.1

node i nettverket. Vi skriver så PAN-ID og kanalliste-parametere til brikken. Her benytter vi default-verdier.

Neste steg i initialiseringen av brikken går ut på å registrere applikasjonsprofilen til programmet vårt. Her benytter vi samme applikasjonsprofil som TI's ZASA-applikasjon [53]. Vi benytter én applikasjonsprofil for RFD-noder ("srceEP") og én applikasjonsprofil for koordinatorene ("sinkEP"). Vi registrerer derfor "srceEP" for RFD-noden. Vi sender så en oppstartsforespørsel til brikken som vil starte opp Zigbee-stacken. Brikken vil da forsøke å koble seg til et eksisterende nettverk.

Når brikken har koblet seg til et nettverk, kan data overføres ved å benytte "zb_SendDataRequest()". Siden vi bare har to enheter i vårt nettverk, gjør vi dette enklest mulig og adresserer data til en felles adresse for alle enheter i nettverket. Vi ønsker å rapportere måledata hvert sekund. I løpet av et sekund kan vi utføre 30 sammenligninger av spenningene på de to integratorene, siden hver sammenligning tar to klokkeslag av hovedpulstoget C1³. Da det tar 14 sammenligninger å finne en måleverdi og vi ønsker å sende inn et gjennomsnitt av to måleverdier til terminalen, benytter vi totalt 28 sammenligninger på å skaffe til veie måleverdien som skal innrapporteres. Vi har derfor en tidsperiode ekvivalent med tiden det tar å utføre to sammenligninger på å sende inn data. Vi velger å sende data rett etter at en midlet måleverdi er klar. Vi kan så polle⁴ brikken for overføring av statusdata som bekrefter at informasjonspakken ble sendt, før vi ny måling går igang. En slik polling etter bekreftelse er viktig, i og med at disse beskjedene etterhvert vil samle seg opp dersom de ikke blir prosessert, noe som fører til at nettverket henger seg opp.

Terminal-node

Implementasjonen for terminalnoden er rimelig lik implementasjonen for RFD-noden. Vi kjører også her en initiering av radiobrikken, men velger å konfigurere brikken som en koordinator i stedet for en end device. Vi benytter her applikasjonsprofilen "sinkEP" som er beregnet på en koordinator som bare skal motta data. Zigbee-stacken startes så på samme måte som for RFD-noden, men etter oppstart velger benytte "zb_PermitJoiningRequest" til å konfigurere brikkene i nettverket til å tillate innlemming av nye enheter i nettverket over en ubegrenset tidsperiode.

Når radiokommunikasjonen er satt opp kan RFD-noden tilslutte seg til nettverket. Terminal-noden går nå inn i en evig løkke hvor den hele tiden poll'er radiobrikken etter mottatte meldinger. Dersom en melding er mottatt, overføres denne til en buffer, før den sendes til serieporten. Måleverdien sendes dermed via USB til terminalprogrammet på PC, hvor den behandles videre. Implementasjonen av

³C1 har en frekvens på 60 Hz

⁴Polling referer til en kontinuerlig sjekk av status til en ekstern kilde. Dersom den eksterne kilden ønsker å overføre data, indikeres dette ved et statussignal som prosessoren kan oppfatte.

dette terminalprogrammet er beskrevet i neste avsnitt.

Kilde-kode

Kilde-kodene til applikasjonene i RFD-noden (node.c) og i terminal-noden (terminal.c) er vedlagt på medfølgende CD-ROM. Her finnes også hjelpefilene vi har benyttet. Koden til hovedapplikasjonene er kommentert og modifikasjoner i hjelpefilene er markert med en kommentaren “Endret av Amund: «Beskrivelse av endring»”.

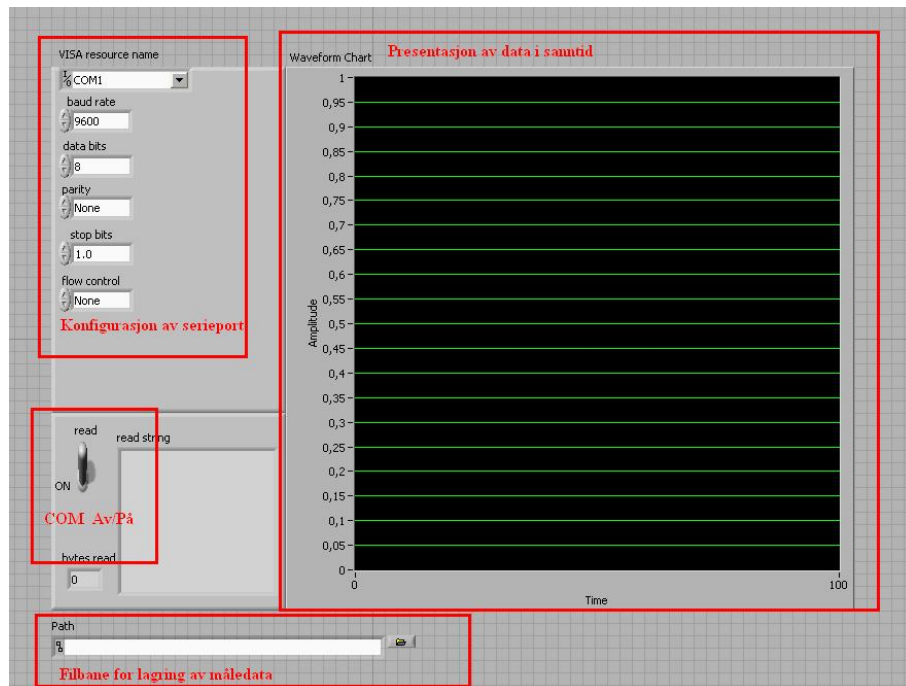
4.4.3 Implementering av terminal i Labview

Selve terminalprogrammet implementeres i Labview. Her benyttes Labview-programmet “terminal.vi” som finnes på vedlagte CD-ROM. Denne terminalen har to hovedfunksjoner: 1. Motta data fra serieport og lagre i fil. 2. Plotte data i sanntid. Programmet åpner en serieport etter gitte konfigurasjoner og leser så kontinuerlig inn de mottatte hexadesimale verdiene fra serieporten. Disse verdiene konverteres så til tall og lagres i en fil spesifisert av brukeren. Verdien vi mottar er integrasjonstiden T_R og samtidig som denne verdien lagres i filen utføres det også en omregning, hvor temperaturen til signalkilden beregnes relativt i forhold til temperaturen til referanseskilden. Dette gjøres etter formelen i (4.8). Den estimerte relative temperaturen plottes så i sanntid til en graf som en andel av temperaturen til referanseskilden.

Terminalvinduet som presenteres til brukeren er vist i figur 4.16. I figuren er fire røde bokser markert. I boksen øverst til venstre kan brukeren spesifisere korrekt konfigurasjon for serieporten. Her må riktig COM-nr settes inn avhengig av hvilken port USB-dongelen blir tilegnet, samtidig som følgende verdier må spesifiseres:

- Baud rate: 9600
- Data bits: 8
- Parity: None
- Stop bits: 1.0
- Flow control: None

Boksen midterst til venstre inneholder en knapp for å skru av og på serieporten. Når denne står i stillingen AV, vil ingen verdier leses fra porten. I ruten til høyre for knappen vil sist avleste hexadesimale verdi presenteres når denne mottas. I den



Figur 4.16: Skjermdump av terminalvindu.

røde boksen nederst til venstre kan brukeren spesifisere en fil som måledata skal lagres i. Her er det viktig brukeren benytter en tom fil, da måledata automatisk legger seg til på enden av filen. Til høyre markerer en rød boks området hvor måledataene presenteres i sanntid. Her vil måledata framstå som en verdi mellom 0 og 1, hvor verdien representerer temperaturen til signalkilden som en andel av temperaturen til referanseilden. Verdiene på x-aksen representerer antall sekunder siden programmet ble startet.

Kapittel 5

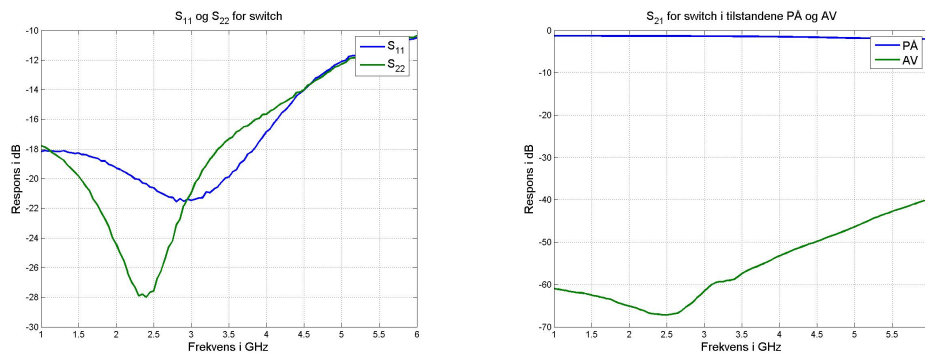
Numeriske simuleringer og beregninger

Dette kapitlet presenterer resultater fra ulike numeriske simuleringer utført på enkeltkomponenter eller på deler av systemet. Simuleringene er hovedsakelig utført i CST Microwave Studio [82] og baserer seg på S-parametere levert av de ulike komponent-produzentene. Disse S-parametere importeres som såkalte TOUCHSTONE-filer og man kan dermed inkludere disse komponentene i kretsen ved å koble dem sammen med “virtuelle” ledninger. De passive komponentene i kretsen simuleres ved hjelp av innebygde rutiner i CST Microwave studio, mens diodens oppførsel modeleres ved hjelp av en SPICE-modell levert av produsent. I tillegg til å simulere S-parametere, er output og sensitivitet til detektorkretsen simulert. Dette er gjort ved hjelp av AppCAD [83], som har en innebygd simulator for små-signals detektorkretser. Denne baserer seg på SPICE-parametere tilgjengelig i produsentens datablad. DC-block kondensatorene som er plassert rundt switchen simuleres av Kemet SPICE [85], som er levert av Kemet (samme firma som produserer kondensatorene).

Som tidligere nevnt baserer disse simuleringene seg på S-parametere til de ulike komponentene. Det er valgt å ikke inkludere microstriplinjene i simuleringene. Grunnen til dette er at disse linjene er korte og de ikke vil innføre et nevneverdig tap i systemet. Derimot vil vi få tap på grunn av mistilpasninger mellom pad'er og microstriplinjene. Disse er ikke mulig å inkludere i en slik S-parameteranalyse uten at hele kretsen tegnes opp på nytt i et CAD-verktøy. Effektene er derfor sett bort i fra i denne analysen. Man må derfor regne med at resultatene presentert i denne seksjonen representerer et “best-case” scenario og at kretsen i praksis vil ha et ytterligere tap utover det som er presentert her.

5.1 Switch

Simuleringer av switchen er presentert i figur 5.1. Figur 5.1(a) viser switchens S_{11} og S_{22} parametere. Vi ser her at i begge tilfellene ligger parameterene godt under -10 dB (en verdi som er en mye brukt tommelfingerregel for akseptabel verdi). Figur 5.1(b) viser S_{21} for switchen i de to tilstandene PÅ og AV. Grafen for tilstanden PÅ vil gi oss informasjon om tapet i switchen og vi ser at dette ligger på omtrent 1 dB. Grafen for tilstanden AV forteller oss hvor god isolasjonen mellom de to inngangene er. Vi ser av 5.1(b) at signalet fra kanalen som er koblet ut blir dempet med over -50 dB innefor båndet fra 3 til 4 GHz.



(a) S_{11} (blå linje) og S_{22} (grønn linje) av switc. (b) S_{21} for switch i tilstandene PÅ (blå linje) og AV (grønn linje).

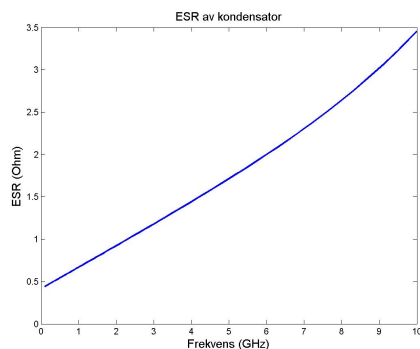
Figur 5.1: Simulering av S-parametere for switch.

5.1.1 DC-block kondensatorer

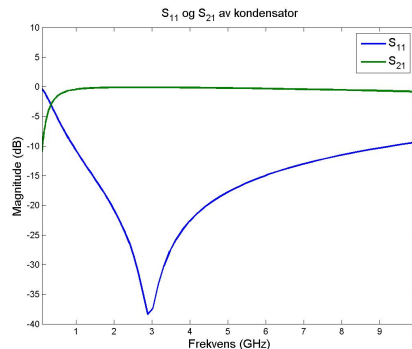
Da DC-block kondensatorene er plassert tidlig i kretsen og før forsterker-kaskaden, er også egenskapene til disse kondensatorene (4.7 pF keramisk kondensator) simulert, siden disse i stor grad vil påvirke det totale støytallet. Simuleringene ble gjort i Kemet SPICE, som er et enkelt simuleringsprogram fra produsenten av kondensatorene (Kemet) hvor data vdr. de ulike kondensatorene de leverer er lagt inn. Figur 5.2(a) viser ESR (ekvivalent serieresistans) for kretsen. Denne ønsker vi generelt så lav som mulig, slik at at vi får et minimalt støytbidrag fra kretsen.

Figur 5.2(b) viser simulert S_{11} og S_{21} til kondensatorene. Ut i fra disse resultatene kan vi finne insertion loss til kondensatoren. Fra simuleringene får vi at $S_{11} = -27.75$ dB ($1.68 \cdot 10^{-3}$) og $S_{21} = -0.119$ dB (0.973) ved 3.5 GHz. Dette gir:

$$IL = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} = 0.947 = -0.23dB \quad (5.1)$$



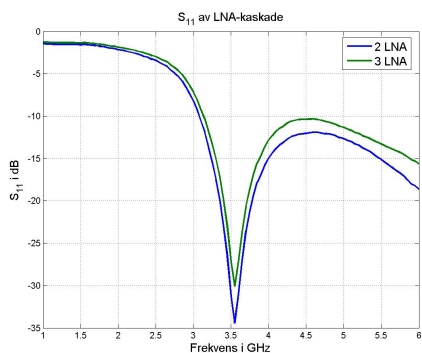
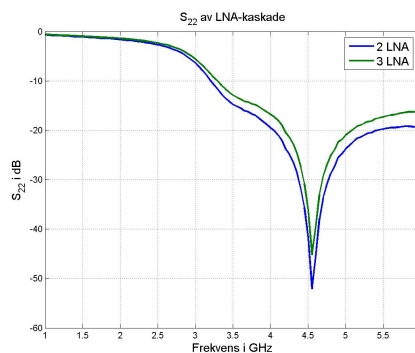
(a) ESR.

(b) S_{11} (blå linje) og S_{21} (grønn linje) for kondensator.

Figur 5.2: Simulering av DC-block kondensatorer.

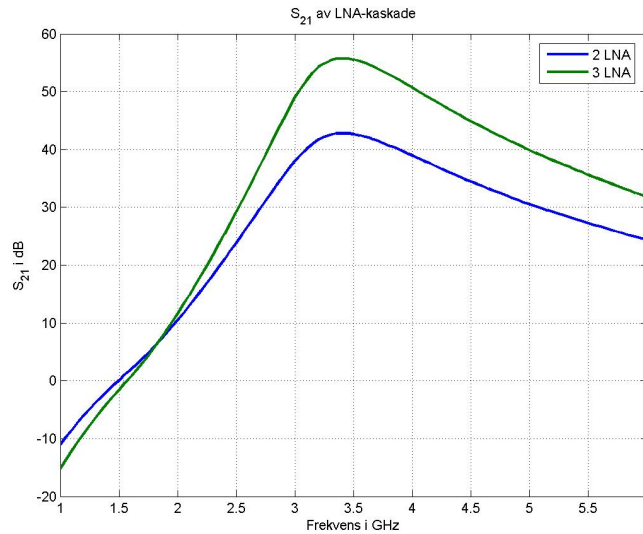
5.2 LNA-kaskade

Her presenteres simuleringer av S_{11} , S_{21} og S_{22} parameterene for kaskaden av LNA'er. Figurene viser resultater for både 2 og 3 LNA'er i kaskade. Det har ikke lyktes å få tak i S-parametere for en LNA i bypass-tilstanden. Man må derfor regne med at resultatene for 2 LNA'er vil avvike noe fra et oppsett der man benytter 3 LNA'er i kaskade og velger å kjøre den ene i bypass.

(a) S_{11} av LNA-kaskade for 2 LNA (blå linje) og 3 LNA (grønn linje).(b) S_{22} av LNA-kaskade for 2 LNA (blå linje) og 3 LNA (grønn linje).Figur 5.3: S_{11} og S_{22} for LNA-kaskade.

Figur 5.3(a) viser S_{11} parameteren for kaskaden. Vi observerer en maksimal tilpasning ved omtrent 3.5 GHz, hvor S_{11} har verdier på -35 dB for 2 LNA'er og -30 dB for 3 LNA'er.

I figur 5.4 plottes S_{21} parameteren for de to ulike oppsettene. Figuren gir en beskrivelse av forsterkningen vi får av systemet i de ulike tilfellene. Figuren viser en maksimal forsterkning ved omtrent 3.4 GHz, hvor 2 LNA'er har en forsterkning



Figur 5.4: S_{21} av LNA-kaskade for 2 LNA (blå linje) og 3 LNA (grønn linje).

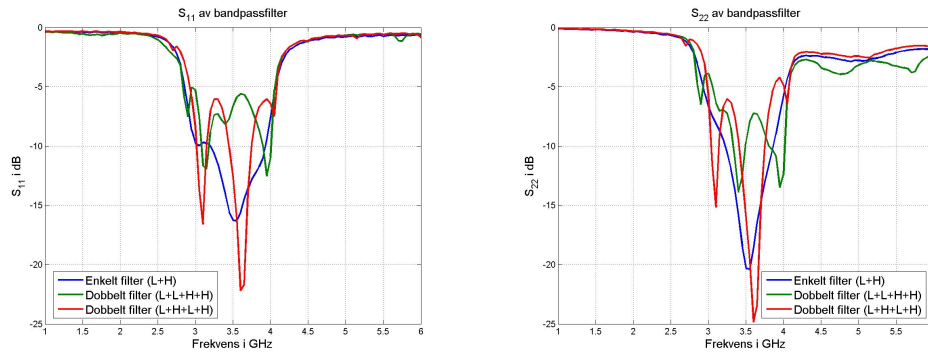
på omlg 43 dB og 3 LNA'er har en forsterkning på 57 dB.

Figur 5.3(b) viser S_{22} til kaskaden. Denne har et markert bunnpunkt ved omtrent 4.5 GHz, men viser en noe dårligere ytelse i det aktuelle frekvensområdet fra 3 til 4 GHz. I dette området faller S_{22} nesten lineært fra omtrent -5 dB til -20 dB.

5.3 Bandpassfilter

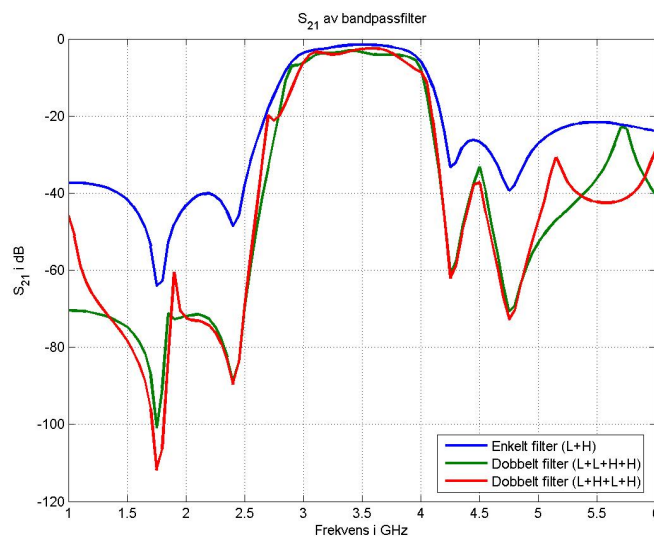
Denne seksjonen presenterer simuleringer av S-parametere for bandpassfilteret. Det ses på to ulike løsninger: Ett enkelt bandpassfilter satt sammen av et høypass- og et lavpassfilter, og et dobbelt filter. Det doble filteret består av en kaskade av to bandpassfilter av samme type som det enkle filteret. For det doble filteret undersøkes to ulike konfigurasjoner. Den første konfigurasjonen, heretter referert til som LLHH, består av to lavpassfilter etterfulgt av to høypassfilter. Den andre konfigurasjonen, LHLH, består av lavpassfiltre og høypassfiltre plassert annenhver i rekkefølge. Grunnen til at vi ser på to slike konfigurasjoner, er for å finne ut hvor stor betydning rekkefølgen av filtrene har.

Figur 5.5(a) viser resultatet av simuleringen for S_{11} parameteren til filteret. Vi ser her at S_{11} for det enkle filteret er best, med en verdi under -10 dB i båndet fra 3-4 GHz. For de doble filtrene er S_{11} noe dårligere og ligger mellom -5 dB til -10 dB i det samme båndet. Det kan bemerkes at S_{11} for konfigurasjonen LHLH er noe bedre enn for LLHH, da denne har to dype kløfter ned mot -15 dB og -20 dB ved henholdsvis 3.1 og 3.6 GHz.



(a) S_{11} av filter for enkelt bandpass (blå linje), (b) S_{22} av filter for enkelt bandpass (blå linje), dobbel bandpass LLHH (grønn linje) og dobbel bandpass LHLH (rød linje).

Figur 5.5: Simulering av S-parametre for bandpassfilteret



Figur 5.6: S_{21} av filter for enkelt bandpass (blå linje), dobbel bandpass LLHH (grønn linje) og dobbel bandpass LHLH (rød linje).

Simulert S_{21} for de ulike bandpassfilterene er vist i figur 5.6. Vi ser at alle konfigurasjonene har et markert passband i det ønskede området fra 3 til 4 GHz. De doble filterene har som forventet en større dempning i stoppbandet og det er liten forskjell på de to konfigurasjonene LLHH og LHLH. Vi ser også at vi må forvente et tap i passbandet hvor S_{21} parameteren varierer fra -3 dB til -5 dB for de ulike konfigurasjonene.

I figur 5.5(b) viser S_{22} for bandpassfilteret. I likhet med S_{11} ser vi også her at det enkle filteret har best karakteristikk, mens de doble filterene har en noe dårligere ytelse.

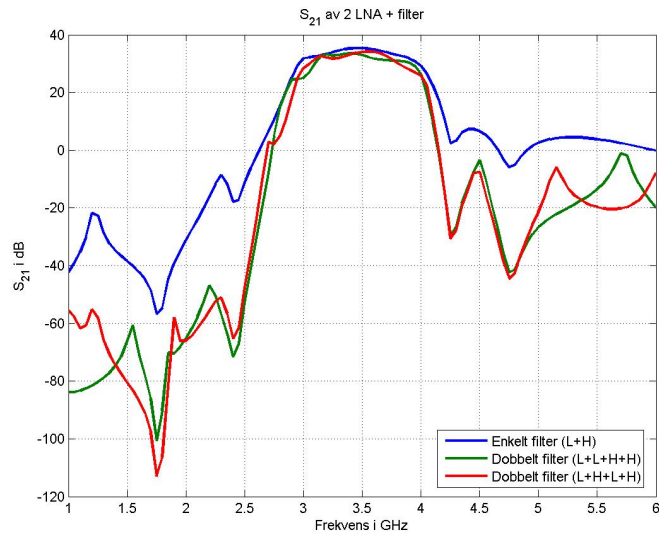
5.4 LNA-kaskade pluss bandpassfilter

I denne seksjonen presenteres simuleringer for kaskaden av LNA'er koblet sammen med bandpassfilteret. Dette vil gi indikasjoner på det totale forsterkningen i systemet og i hvor stor grad interferens fra frekvenser i stoppbandet vil bli dempet. Simuleringene er utført for både 2 og 3 LNA'er i kaskade. Når det gjelder S_{11} og S_{22} vil bare resultatene for 3 LNA'er bli presentert, da det ikke var særlig stor forskjell mellom resultatene for 2 og 3 forsterkere etter hverandre. Den simulerte S_{21} -parameteren vil også bli kombinert med et uniformt støyspektrum, noe som vil gi et anslag for den totale effekten inneholdt i signalet ved utgangen av bandpassfilteret. Her er det viktig å igjen bemerke at hverken mikrostrip-linjer eller konnektorer er inkludert i simuleringen. Siden vi baserer oss på LNA pluss filter vil heller ikke switchen være inkludert i beregningene. Alle disse faktorene vil føre til ytterligere tap i systemet.

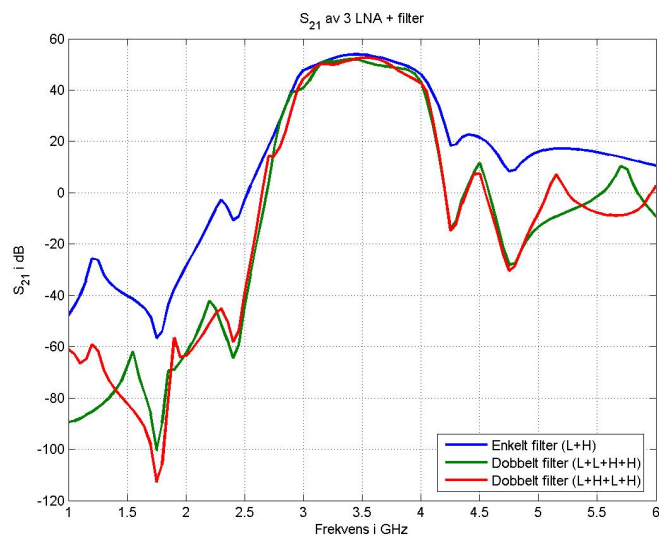
Figur 5.8 viser S_{11} og S_{22} for oppsettet. I figur 5.7 er S_{21} for de ulike konfigurasjonene presentert. Her er det liten forskjell i passbandet om vi velger å benytte et enkelt eller dobbelt filter, men utenfor passbandet ser vi at vi får en betydelig større dempning med det doble filteret.

Figur 5.9 viser en simulering av mengden støyeffekt vi har tilgjengelig på utgangen gitt en støyeffekt inn på radiometeret. I 5.9(a) benytter vi 2 LNA'er i kaskade koblet sammen med et dobbelt filter i LLHH konfigurasjon. Det simulerte støyspekteret i figuren er generert ved å multiplisere et gitt støyspekter inn med $|S_{21}|^2$. Vi ser altså fremdeles bort i fra mistilpasninger og tap i switch, mikrostrip og konnektorer. Det er også simulert S_{21} med et 3-dB dempeledd realisert i motstander koblet inn foran LNA-kaskaden. Dette vil simulere oppførselen til radiometeret når inngangssignalet er koblet til den dempede inngangen. Støyspekteret vi sender inn er uniformt med effektetthet $1.58 \cdot 10^{-15}$ mW/Hz (-146 dBm/Hz). Dette er støyeffekten til støykildene vi benytter under prosjektet.

Vi ser av figur 5.9(a) at vi får en frekvensrespons som ligger hovedsakelig mellom 3 og 4 GHz, som er det området vi ønsker å betrakte. Formen til effek-

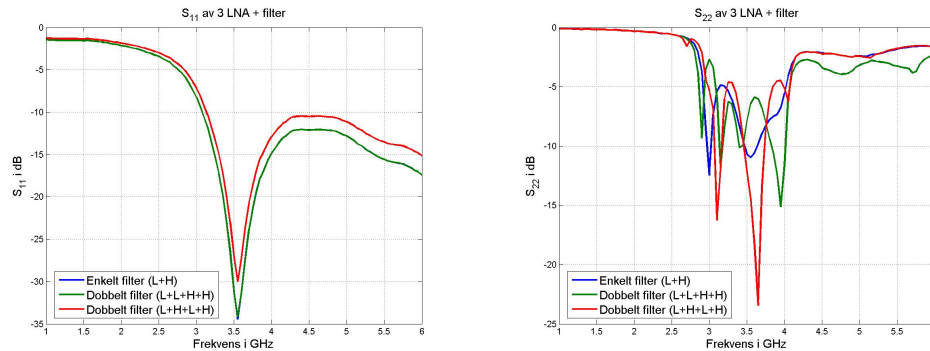


(a) S_{21} av 2 LNA i kaskade + filter for enkelt bandpass (blå linje), dobbel bandpass LLHH (grønn linje) og dobbel bandpass LHLH (rød linje).



(b) S_{21} av 3 LNA i kaskade + filter for enkelt bandpass (blå linje), dobbel bandpass LLHH (grønn linje) og dobbel bandpass LHLH (rød linje).

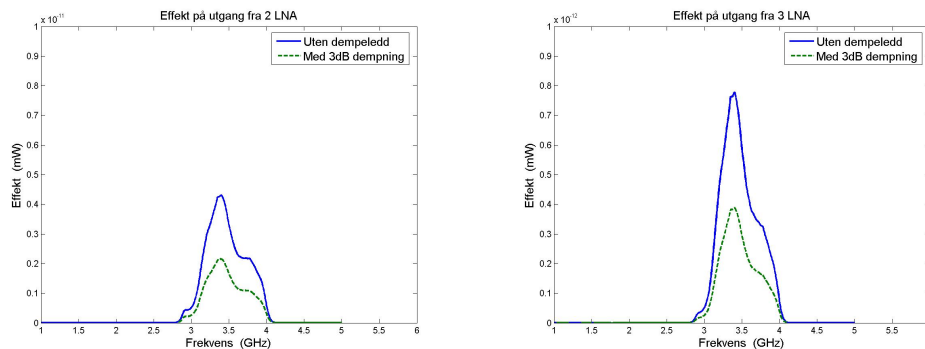
Figur 5.7: Simulering av LNA-kaskade og filter (S_{21}).



(a) S_{11} av 3 LNA i kaskade pluss filter for enkelt bandpass (blå linje), dobbel bandpass LLHH (grønn linje) og dobbel bandpass LHLH (rød linje). (b) S_{22} av 3 LNA i kaskade pluss filter for enkelt bandpass (blå linje), dobbel bandpass LLHH (grønn linje) og dobbel bandpass LHLH (rød linje).

Figur 5.8: Simuleringer av S-parametere for LNA-kaskade pluss bandpassfilter.

tetthetsspekteret er noe ujevn, men dette er av mindre betydning, da vi ser på den totale effekten innenfor båndet. Vi kan ved hjelp av Matlab integrere opp den totale simulerte effekten. Trapezoid-metoden gir en total effekt på $2.5 \mu\text{W}$ uten dempeledd og $1.3 \mu\text{W}$ med dempeledd. Omregnet til dBm gir dette henholdsvis -26.0 dBm og -28.9 dBm .



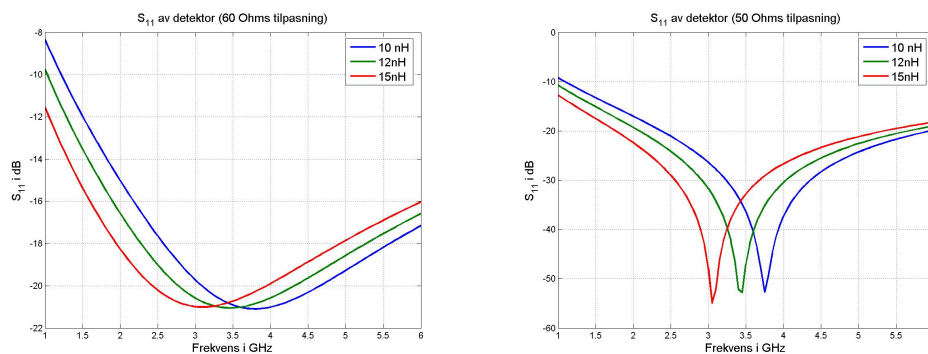
(a) Simulering av effektetthetsspektra ved bruk av 2 LNA. (b) Simulering av effektetthetsspektra ved bruk av 3 LNA.

Figur 5.9: Simulering av effektetthetsspektra.

Figur 5.9(b) viser de samme simuleringene med 3 LNA'er i kaskade. Her benytter vi et støyspektrum med støyeffekt $3.98 \cdot 10^{-18} \text{ mW/Hz}$, noe som vil tilsvare støyen levert fra et objekt i romtemperatur. Vi ser at utseendet til spektrumet er rimelig likt den forrige simuleringen, men at effektverdiene er noe lavere. Dette skyldes det lave inngangssignalet. Dersom vi integrerer over begge effektetthetsspektrene får vi en total effekt på $0.40891 \cdot 10^{-4} \mu\text{W}$ i det udempede tilfellet og $0.20479 \cdot 10^{-1} \mu\text{W}$ i det dempede tilfellet. Dette omregnes til henholdsvis til -33.9 dBm og -36.9 dBm .

5.5 Detektorkrets

Denne delen presenterer ulike simuleringer rundt detektorkretsen. Først utforskes ulike verdier for tilpasningsnettverket samtidig som ulike verdier for DC-retur spolen betraktes. Deretter simuleres spenning ut fra detektorkretsen gitt et sett effektverdier på inngangen.



(a) S_{11} av detektorkrets med 60 Ω tilpasning og (b) S_{11} av detektorkrets med 50 Ω tilpasning og ulike verdier for RF choke: 10nH (blå linje), 12 nH (grønn linje) og 15 nH (rød linje).

Figur 5.10: S_{11} for ulike konfigurasjoner av detektorkrets.

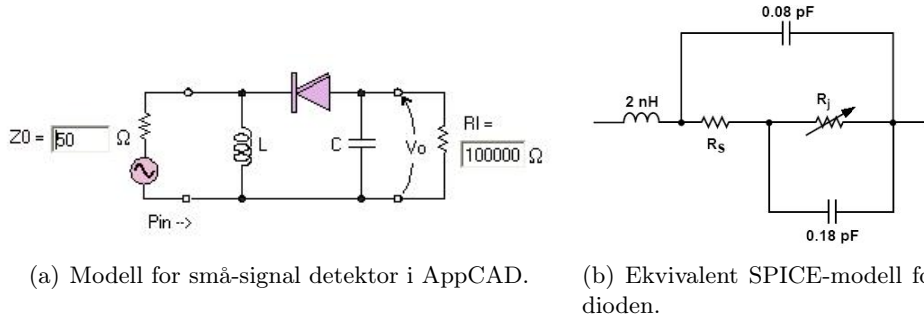
Detektorkretsen er tilpasset resten av kretsen ved hjelp av en motstand i parallell. I databladet oppgis det at en 60 Ω motstand vil gi en god bredbåndet tilpasning. I figur 5.10(a) simuleres S_{11} til detektorkretsen med 60 Ω tilpasning for ulike valg av DC-return. DC-return er spolen montert før detektordioden og denne er simulert med verdiene 10nH, 12nH og 15nH. Vi ser av figuren at vi får som forventet en rimelig bredbåndet tilpasning og at en DC-return spole på 12nH vil plassere bunnpunktet til responsen nærmest senterfrekvensen på 3.5 GHz. Figur 5.10(b) viser tilsvarende simulering med en 50 Ω motstand i tilpasningsnettverket. Vi ser her at responsen ikke lengre er like bredbåndet og i stedet får en markert resonanskløft. Igjen er det 12nH som er den optimale verdien for spolen.

Tabell 5.1: SPICE-parametre for HSMS-2860 diode [68]

SPICE-parametere		
Parameter	Enhet	Verdi
T	C	25
R_s	Ω	5.0
E_G	eV	0.69
I_o	A	0
I_{s0}	A	$5.0 \cdot 10^{-8}$
N		1.08

Detektordioden kan simuleres i AppCAD. Dette vil gi informasjon om ut-

gangspenning i forhold til effekten som sendes inn. Simuleringen baserer seg på SPICE-parameterene i tabell 5.1:



Figur 5.11: Modeller for diode-simuleringer.

Figur 5.11(a) viser modellen for små-signal detektoren vi simulerer i dette avsnittet. Denne er lik små-signal detektoren vi vil implementere i vår krets. I figur 5.11(b) er den ekvivalente kretsen for dioden som benyttes i SPICE-simuleringene. Her vil R_s være en serie-resistans oppgitt i tabell 5.1. R_j vil være gitt ved:

$$R_j = \frac{8.33 \cdot 10^{-5} nT}{I_b + I_s} \quad (5.2)$$

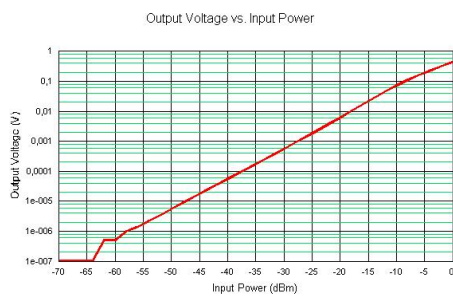
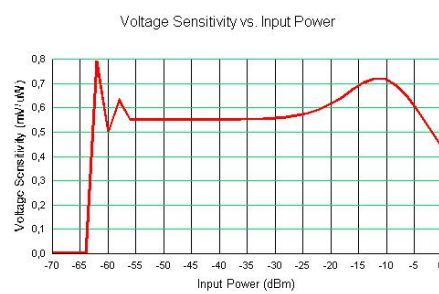
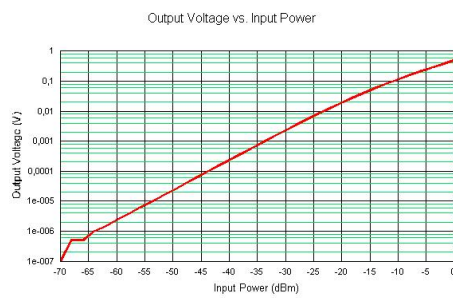
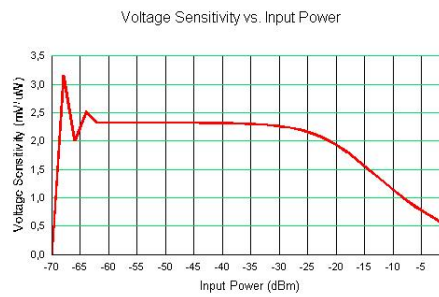
hvor n er identitetsfaktoren (se tabell 5.1), T er temperatur i Kelvin, I_s er metningsstrømmen (se tabell 5.1) og I_b er ekstern bias-strøm. Vi har valgt å ikke benytte en ekstern bias-strøm i vår detektorkrets.

Figur 5.12(a) viser den simulerte spenningen ut fra dioden for en gitt input-effekt. Figur 5.12(b) viser sensitiviteten for tilsvarende effekt. Simuleringen er gjort over et effektområde fra -70 dBm til 0 dBm

5.6 Beregning av teoretisk støytall

5.6.1 Opprinnelig implementasjon

Vi kan utføre en teoretisk beregning av støytallet til radiometerets front-end ut i fra teorien presentert tidligere i oppgaven. Vi velger her bare å se på de viktigste komponentene i systemet, altså switchen, forsterkerene og filtrene. DC-block kondensatorene inkluderes også, da disse står tidlig i kretsen og kan gi et betydelig bidrag. Vi ser bort i fra konnektor, detektorkrets (med tilhørende tilpasningskrets) og mikrostriplinjler. Vi kan da finne den ekvivalente støytemperaturen fra ligning (2.65):

(a) Simulering av utgangsspenning vs. innsendt effekt. $R_L = 10k$ (b) Simulering av sensitivitet vs. innsendt effekt. $R_L = 10k$ (c) Simulering av utgangsspenning vs. innsendt effekt. $R_L = 1M$ (d) Simulering av sensitivitet vs. innsendt effekt. $R_L = 1M$

Figur 5.12: Simulering av diodeoppførsel

$$\begin{aligned}
T_e = & T_{e,cap} + \frac{1}{G_{cap}} T_{e,s} + \frac{1}{G_{cap} G_s} T_{e,cap} + \frac{1}{G_{cap} G_s G_{cap}} T_{e,ampby} \\
& + \frac{1}{G_{cap} G_s G_{cap} G_{ampby}} T_{e,amp} + \frac{1}{G_{cap} G_s G_{cap} G_{ampby} G_{amp}} T_{e,amp} \\
& + \frac{1}{G_{cap} G_s G_{cap} G_{ampby} G_{amp} G_{amp}} T_{e,lp} \\
& + \frac{1}{G_{cap} G_s G_{cap} G_{ampby} G_{amp} G_{amp} G_{lp}} T_{e,lp} \\
& + \frac{1}{G_{cap} G_s G_{cap} G_{ampby} G_{amp} G_{amp} G_{lp} G_{lp}} T_{e,hp} \\
& + \frac{1}{G_{cap} G_s G_{cap} G_{ampby} G_{amp} G_{amp} G_{lp} G_{lp} G_{hp}} T_{e,hp} \tag{5.3}
\end{aligned}$$

Her er $T_{e,cap}$, $T_{e,s}$, $T_{e,ampby}$, $T_{e,amp}$, $T_{e,lp}$ og $T_{e,hp}$ de ekvivalente støytemperaturene til henholdsvis DC-block kondensatorer, switch, forsterker i bypass, forsterker i aktiv modus, lavpassfilter og høypassfilter. G_{cap} , G_s , G_{ampby} , G_{amp} , G_{lp} og G_{hp} er de tilsvarende forsterkningene til komponentene. For passive komponenter som har et tap i stedet for forsterkning benytter vi at $G = 1/L$. Vi kan så finne disse verdiene fra komponentenes tilhørende datablad og simuleringer, hvor vi benytter at støytallet er lik insertion loss for passive komponenter og at $T_e = (F - 1)T_0$. De aktive komponentene har gjerne oppgitt en typisk verdi og en max/min verdi for støytall og forsterkning. Vi velger derfor å gjøre to beregninger: ett for det typiske tilfellet og et for worst case-tilfellet. Vi finner da følgende verdier for det typiske tilfellet:

Tabell 5.2: Verdier brukt i beregning av støytall (typisk tilfelle)

Komponent	Støytall F (dB)	Støytemperatur T_e (K)	Forsterkning G
DC-block kond.	1.06	16.3	0.947
Switch	1.20	92.3	0.758
LNA-bypass	2.00	169.6	0.631
LNA-aktiv	1.20	92.3	79.4
Lavpassfilter	1.03	77.6	0.789
Høypassfilter	0.94	70.0	0.805

Dersom vi setter inn verdiene fra tabell 5.2 inn i (5.3) får vi en estimert støytemperatur for det typiske tilfellet på 604.0 K. Dette tilsvarer et støytall på 4.88 dB. Benytter vi verdiene fra tabell 5.3 får vi en worst case-støytemperatur på 1038.7 K, som tilsvarer et støytall på 6.61 dB.

Tabell 5.3: Verdier brukt i beregning av støytall (worst case-tilfelle)

Komponent	Støytall F (dB)	Støytemperatur T_e (K)	Forsterkning G
DC-block kond.	1.06	16.3	0.947
Switch	1.50	119.6	0.708
LNA-bypass	3.00	288.6	0.501
LNA-aktiv	1.60	129.2	39.8
Lavpassfilter	1.03	77.6	0.789
Høypassfilter	0.94	70.0	0.805

5.6.2 Alternativ implementasjon

Fra teorien vet vi at vi ønsker å plassere komponenter med mest mulig forsterkning og lavt støytall så tidlig i kretsen som mulig. Dette vil generelt gi kretsen bedre støyegenskaper. I vår implementasjon er den første forsterkeren i bypass. Denne opererer da som et tapsledd før forsterkerleddet og vil derfor bidra mye til det totale støytallet. Vi kan dermed utføre beregningene fra forrige avsnitt pånytt, hvor vi denne gang velger å benytte den bakerste forsterkeren i bypass. Vi vil da få følgende formel for støytallet:

$$\begin{aligned}
T_e = & T_{e,cap} + \frac{1}{G_{cap}} T_{e,s} + \frac{1}{G_{cap} G_s} T_{e,cap} + \frac{1}{G_{cap} G_s G_{cap}} T_{e,amp} \\
& + \frac{1}{G_{cap} G_s G_{cap} G_{amp}} T_{e,amp} + \frac{1}{G_{cap} G_s G_{cap} G_{amp} G_{amp}} T_{e,ampby} \\
& + \frac{1}{G_{cap} G_s G_{cap} G_{ampby} G_{amp} G_{amp}} T_{e,lp} \\
& + \frac{1}{G_{cap} G_s G_{cap} G_{ampby} G_{amp} G_{amp} G_{lp}} T_{e,lp} \\
& + \frac{1}{G_{cap} G_s G_{cap} G_{ampby} G_{amp} G_{amp} G_{lp} G_{lp}} T_{e,hp} \\
& + \frac{1}{G_{cap} G_s G_{cap} G_{ampby} G_{amp} G_{amp} G_{lp} G_{lp} G_{hp}} T_{e,hp}
\end{aligned} \tag{5.4}$$

Ligning (5.4) gir da en typisk støytemperatur på 274.2 K (støytall 2.90 dB) og en worst case-støytemperatur på 376.7 K (støytall 3.48 dB). Vi registrerer en markant forbedring i støytallet når denne forsterkeren flyttes evt. fjernes fra designet.

Kapittel 6

Metoder

Dette kapitlet inneholder metoder benyttet for å generere resultatene presentert i neste kapittel. Under følger en oversikt over instrumenter benyttet ved målingene:

- Spektrumanalysator - Anritsu MS2721B
- Nettverksanalysator - HP 8719D
- Multimeter - Agilent 34401A
- Signalgenerator - HP 83752B
- Oscilloskop - Tektronix TDS 3032B

6.1 Karakterisering av støykilder

Det er hovedsaklig to egenskaper som er viktig for å karakterisere støykildene vi har lagd. Den første er levert støyeffekt og den andre er flatheten til støyspekteret.

For å måle støyeffekten de to støykildene leverer, kobler vi de produserte støykortene til en spektrumanalysator. For å koble til kortene må vi benytte en overgang. Vi måler så støyeffekten over et lite bånd sentrert rundt senterfrekvensen 3.5 GHz. Båndet er 200 kHz bredt og vi benytter en radiobåndredde RBW på 1 Hz. Den interne forforsterkeren i instrumentet var skrudd på, slik at den målte støyeffekten kom over støygulvet til instrumentet.

For å måle flatheten til støykildene kobler vi kildene til spektrumanalysatoren via en overgang og måler signaleffekten over et bredere bånd. Her velges båndet fra 3 til 4 GHz, siden dette sammenfaller med måleområdet til radiometeret.

Under målingene settes RBW (instrumentets radiobåndbredde) til 100 kHz, slik at målingene blir mindre tidkrevende. Vi definerer så flatheten til støykilden som forskjellen mellom maksimal og minimal støyeffekt i det aktuelle båndet.

6.2 Måling av S-parametere

For å måle S-parametere til front-end benytter vi nettverksanalysatoren. Vi erstatter detektordioden med en coax-kabel på ca. 5 cm og kobler de to kanalene på nettverksanalysatoren til henholdsvis referanseinngangen og coaxkabelen. Denne tilkoblingen med en coax er ikke optimal og vi vil antakelig få noe tap på grunn av misstilpassning. Switchen tilføres korrekt kontrollsignal, slik at signalet fra referanseinngangen slapp gjennom. Vi utfører så to målinger; den første hvor bare 2 LNA er aktiv, mens en av forsterkerne er i bypass. I den andre målingen er alle 3 LNA'er aktive. De ulike S-parametere måles over et bånd fra 1 til 5 GHz og lagres på diskett. Disse overføres så til PC for plotting ved hjelp av Matlab.

6.3 Probing etter forsterkere i oscillasjon

Vi kan skaffe indikasjoner på at en krets oscillerer ved å probe over LNA-kaskaden med en antenne koblet til en spektrumanalysator. En slik antenne vil da plukke opp elektromagnetiske bølger som emitteres på grunn av svingningene i kretsen. Antennen som benyttes er en coax-ledning, hvor ca. 1 cm av isolasjonen var stripet av ved enden. Denne holdes ca 0.5 cm over kretsen. Vi måler så over et relativt bredt bånd (fra 10 MHz til omtrent 7 GHz). Eventuelle store utslag på frekvensbåndet innenfor forsterkerens båndbredde vil indikere svigninger i kretsen.

6.4 Måling av sensitivitet

Sensitiviteten til front-end kan måles ved å benytte en signalgenerator som kilde og deretter måle spenningen ut fra detektoren med et multimeter. Begge disse instrumentene kobles til en PC ved hjelp av en GPIB-bus over USB. Vi benytter så LABView til å kontrollere instrumentene og lagre måldata i en tekstfil.

LABView-programmet setter opp signalgeneratoren til å levere en sinusiode med effekt -80dBm til inngangen på front-end. Radiometeret vil så øke effekten på sinusioden til -60 dB i trinn av 0.5 dB. For hvert effekttrinn leser multimeteret av 100 utgangsspenninger. Alle disse målingene lagres etter hverandre i samme tekstfil. Disse dataene kan så hentes inn i Matlab og midles. Dette vil produsere et plott av utgangsspenning vs. innsendt effekt.

Målingene av sensitiviteten til radiometeret bød på store utfordringer med tanke på nøyaktighet. Fra simuleringen av dioden ser vi at vi kan forvente oss svært små spenninger ut. Målingene vil derfor være meget sårbare med tanke på interferens. Alle målinger ble derfor utført inne i faraday-buret ved Institutt for Fysikk og Teknologi ved Universitetet i Tromsø. I tillegg observerte vi at ledningene som knyttet måleinstrumentene sammen med målepunktene på front-end var dårlig skjermet. Disse ble derfor pakket inn i sølvfolie i et forsøk på gi en viss avskjerming. Dette viste seg å være svært utslagsgivende på det målte rippelet i signalet.

En siste faktor som vanskeliggjorde nøyaktige målinger av sensitiviteten var jordsløyfe-strømmer. Det viste seg at målingene var svært sensitive i forhold til hvor man plasserte jordingspunktet til multimeteret. Dersom dette ble plassert for langt unna målepunktet for utgangsspenningen, ble det generert en offset i måledataene. For å redusere denne påvirkningen flyttes målepunktet for utgangsspenningen fra den tilordnede paden og loddes i stedet fast i kondensatoren som utgjør siste ledd i små-signal detektoren. (se kretsskjema i Appendiks A, figur A.2) Jord hentes ut ved å lodde en ledning fast i en via som plassert nært målepunktet.

6.5 Måling av instrumentdrift i front-end

Vi har tidligere fastslått at totaleffektradiometere degraderes av temperaturdrift i forsterkere. Vår front-end er i realiteten bare et totaleffektsradiometer og det vil være hensiktsmessig å kvantifisere hvor stor temperaturdriften er. Driften måles ved å koble signalgeneratoren til referanseinngangen og konfigurere switchen slik at denne inngangen er konstant tilkoblet. Signalet vi sender inn er en sinus ved 3.5 GHz med en signaleffekt på -60 dBm. Vi måler så spenningen ut fra radiometeret ved hjelp av multimeteret og LabView-programmet “drift.vi”. Dette programmet måler spenningen ved hjelp av multimeteret omtrent 1 gang i sekundet og lagrer denne til en fil. Vi lar testen kjøre i 1 time, hvor instrumentet initielt er “kaldt”; altså ikke tilkoblet forsyningspenning og ved romtemperatur.

Etter målingen kan vi knytte variasjonen i spenningen ut opp mot en variasjon i ekvivalent temperatur dersom vi definerer en instrumentbåndbredde på 1 GHz. I dette forsøket benytter vi en enkel beskyttelseskrets mellom utgangen til radiometeret og multimeteret, som har som hensikt å beskytte detektordioden. Dette vil gi en endring i lastimpedansen til detektorkretsen som igjen gir oss en endring i sensitiviteten. Vi kan derfor ikke benytte sensitivitetsmålingene som utgangspunkt for beregninger, da disse er utført uten denne beskyttelseskretsen. I stedet velger vi å estimere sensitiviteten ut i fra forutsetningen at det ikke er et offset-ledd i utgangssignalet. Vi definerer da sensitiviteten ut i fra middelverdien av målepunktene i påskrudd tilstand V_{mean} :

$$\Delta = \frac{V_{mean}}{P} \quad (6.1)$$

hvor $P = -60dBm = 10^{-9}W$ er innsendt effekt.

Den ekvivalente temperaturen for gjennomsnittsverdien er gitt ved:

$$T_0 = \frac{P}{kB} \quad (6.2)$$

hvor k er Boltzmanns konstant.

Vi kan så definere følgende spenninger:

- V_{max} - maksimal spenning målt i påskrudd tilstand
- V_{min} - minimal spenning målt i påskrudd tilstand
- $V_{std} = V_{mean} + \sigma(V)$ - gjennomsnittsspenningen pluss standardavviket av alle målepunktene ved påskrudd tilstand

,

Tar vi utgangspunkt i sensitiviteten definert i (6.1), kan vi finne støyeffektene som tilsvarende utgangsspenningene over. Vi får

$$P = \frac{V}{\Delta} \quad (6.3)$$

og den tilsvarende temperaturen er gitt ved

$$T = \frac{P}{kB} = \frac{V}{kB\Delta} \quad (6.4)$$

Vi kan så finne det målte temperaturavviket som et forhold av T_0 gitt ved

$$\varepsilon_T = \left| \frac{T_0 - T}{T_0} \right| \quad (6.5)$$

med utgangspunkt i utgangsspenningene definert tidligere i avsnittet.

6.6 Støytall

For å måle støytallet til front-end av radiometeret, kan Y-faktor metoden benyttes (se avsnitt 2.2.7). Vi erstatter dioden med en kort coax-kabel og kobler denne til en spektrumanalysator. Som input bruker vi en av de egenproduserte støykildene. Den varme lasten er en slik kilde koblet direkte til radiometerinngangen ved hjelp av en overgang. For å lage en kald last, kobler vi inn en attenuator med demping $A = 20$ dB mellom overgangen og inngangen til radiometeret. Støyeffekten fra den “varme” lasten kan så estimeres ved å måle gjennomsnittlig støyeffekt over et 200 kHz bredt bånd sentrert rundt senterfrekvensen 3.5 GHz ved hjelp av spektrumanalysatoren. Den “kalde” effekten beregnes ut i fra Friis formel, da effekten er for lav til å måles med spektrumanalysatoren. Den kalde og den varme temperaturen vi da være gitt ved:

$$T_{hot} = T_{in} = \frac{P_{in}}{k} \quad (6.6)$$

$$T_{cold} = \frac{T_{in} + T_{att}}{A} = \frac{T_{in}}{A} - \frac{T_0}{A} + T_0 \quad (6.7)$$

hvor vi benytter at $T_0 = 290K$ og $T_{att} = (A - 1)T_0$.

Vi utfører 5 målinger med den varme lasten og 5 målinger med den kalde lasten, hvor annenhver måling var varm og kald. Målingene gjøres over et 50kHz bredt bånd sentrert rundt senterfrekvensen 3.5 GHz og den målte effekten presenteres som en midling av alle målepunktene (551 punkter) innenfor dette båndet.

6.7 Verifisering av pulstog

Dicke-systemet som implementeres i denne oppgaven er avhengig av en presis kontroll for å fungere. Vi benytter totalt 5 forskjellige pulstog til å styre ulike switcher og optokoblere i systemet. Det er derfor svært viktig at disse pulstogene er synkrone og har korrekt oppførsel. Vi kan verifisere at disse er korrekte ved å koble kommunikasjonskortet til et oscilloskop. Vi benytter begge kanalene på skopet og lar pulstog C1 (som styrer switchen på front end) være fast referansesignal på skopets kanal 1. Vi setter så opp skopet til å trigge på fallende kant på kanal 1 og eksporterer måledata for denne kanalen til PC. Vi kobler så suksessivt de 4 resterende pulstogene til kanal 2 og eksporterer måledata for hvert pulstog. Denne informasjonen kan så importeres til Matlab, hvor pulstogene presenteres grafisk.

6.8 Verifisering av integratoroppførsel

Vi kan verifisere at integratorene oppfører seg korrekt ved å benytte en tilnærmet lik metode som beskrevet i forrige avsnitt. Vi kobler denne gangen kommunikasjonskortet til Dickekortet og setter en fast spenning på inngangen til dette. Vi konfigurerer denne spenningen slik at den er omtrent 3 V på inngangen til integratorene. Dette gjøres ved å koble ut forsterkerdelen og la 3V kilden forsyne inngangen til integratorene direkte. Vi kobler så utgangen til integratoren til skopets kanal 1 og lagrer bølgeformen. Skopets kanal 2 benyttes til å lagre bølgeformene til kontrollsignalene mens skopet trigger på bølgeformen fra integratorutgangen. Dette gjøres for både referanseintegratoren og signalintegratoren.

6.9 Måling av systemets stabilitet

Stabiliteten til systemet måles med et tilnærmet fullstendig oppsett. Her er front-end koblet til Dicke-kortet, som igjen mottar kontrollsignaler fra og leverer output til kommunikasjonskortet. Vi deaktiverer den trådløse kommunikasjonen og lar heller instrumentet rapportere data direkte gjennom serieporten. Kommunikasjonskortet vil derfor være koblet til USB-dongelen i stedet for batteripakken. Vi kobler så de to støykildene til hver sin radiometriske inngang, hvor vi benytter den sterkeste (se målinger i avsnitt 7.1.1) kilden på referanseinngangen. Vi benytter det utviklede Labview-programmet “terminal.vi” og vi oppretter en tekstfil som LabView skal lagre måldata i. Måldata lagres hvert sekund, hvor temperaturen representeres som en prosentandel av referanseilden. Den totale måletiden er på 1 time. Etter måling importeres måldata til Matlab for visuell framstilling.

Kilden på antenneinngangen vil bli dempet med 3 dB av den innebygde attenuatoren på denne inngangen. Dersom vi benytter målingene av støyeffektene fra kildene vi benytter (avsnitt 7.1.1) vil vi beregne at antenne-kilden vil ha en temperatur som er omtrent 45 % av referanseilden, da denne også er noe sterkere enn antenne-kilden.

6.10 Måling av systemets respons

Målingene av stabiliteten er av liten verdi dersom det ikke verifiseres at systemet er responsivt på endringer i innsendt effekt. Vi måler denne responsen ved å koble en variabel attenuator mellom støykilden og antenneinngangen. Vi benytter det samme oppsettet som i 6.9 og lagrer output i en fil. Måletiden er noe kortere, hvor vi måler på hvert attenuasjonstrinn i omtrent 5 - 10 min. Attenuasjonen varieres fra 0 dB til 4 dB i trinn av 1 dB. Regner vi med 3 dB attenuatoren på front end vil vi derfor dempe den innsendte effekten med 3 til 7 dB. Det forventede output

blir da 45.07%, 36.06%, 28.85%, 23.44% og 18.03% av referansekildeeffekten for henholdsvis 3,4,5,6 og 7 dB attenuasjon. I disse beregningene er det også tatt hensyn at referansekilden er noe sterkere enn signalkilden.

Kapittel 7

Målinger og resultater

7.1 Aktive støykilder

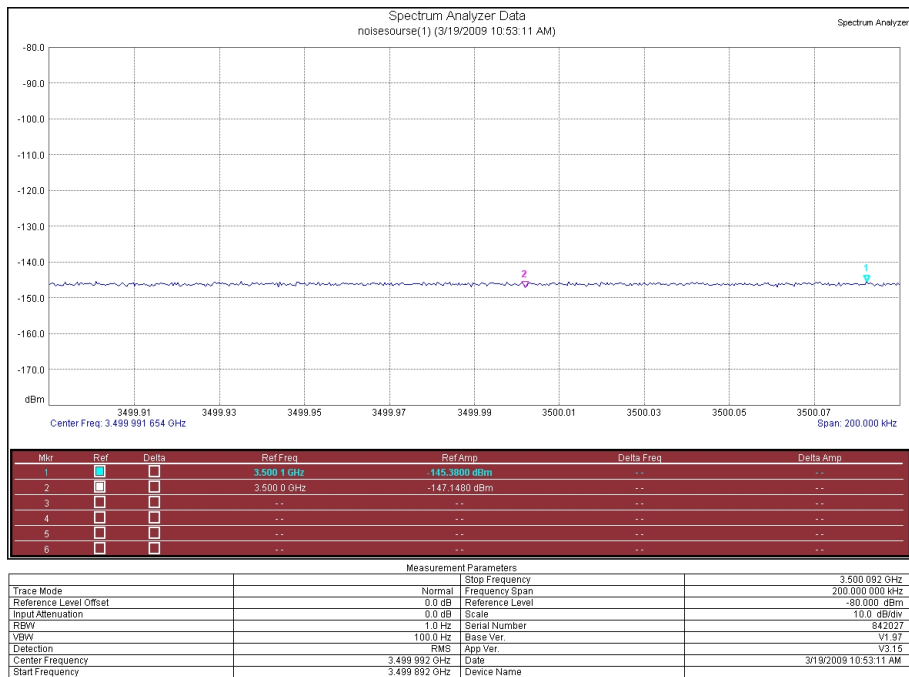
Denne seksjonen presenterer resultater og beregninger knyttet til de egenproduserte støykildkortene. Formålet med med denne delen er å fastslå at kortene vi har produsert ikke degraderer støyegenskapene til SMN3018-chipen og gi et adekvat estimat på hvor stor støyeffekt disse kortene leverer.

7.1.1 Støyspektrum

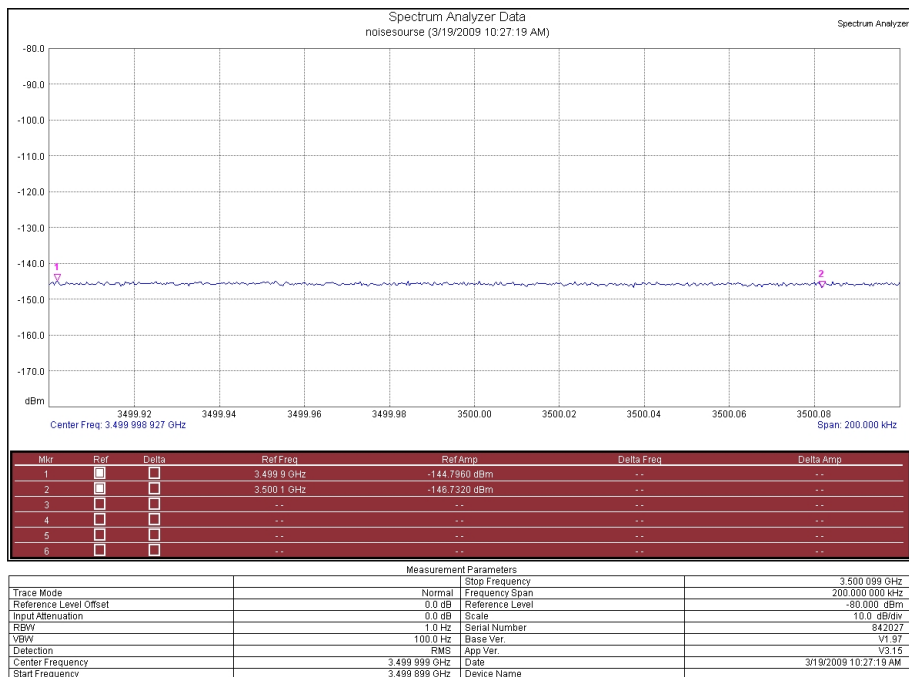
Vi produserte totalt 2 støykilder; én for å benytte som referanse og én til å emulere en antenne. De målte effektene for støykilde 1 og støykilde 2 er vist i henholdsvis figur 7.1(a) og 7.1(b).

Vi ser av figurene 7.1(a) og 7.1(b) at støykilde 1 leverer maksimalt -145.3800 dBm/Hz mens støykilde 2 leverer maksimalt -144.7960 dBm/Hz. Dersom vi benytter alle målepunktene i båndet (totalt 551), kan vi midle over disse og finne den gjennomsnittlige støyeffekten kildene leverer. Da får vi en støyeffekt $P_1 = -146.1391$ dBm/Hz for støykilde 1 og $P_2 = -145.6886$ dBm/Hz for støykilde 2.

Vi kan så finne ENR for støykortene vi har produsert. Produsenten oppgir at SMN3018 skal ha en minimum ENR på 26 dB [64]. Vi kan så finne ut om vår kort-konstruksjon har degradert støyegenskapene til SMN3018-chipen. Benytter vi definisjonen av ENR fra (2.74) og at $T = P/k$ (bare gyldig dersom P er en effektetthet) får vi følgende ENR for de to kildene:



(a) Støyeffekt levert fra støykilde 1.



(b) Støyeffekt levert fra støykilde 2.

Figur 7.1: Målt støyeffekt fra støykilder.

$$ENR_1 = 10 \log\left(\frac{T_{s1} - T_0}{T_0}\right) = 10 \log\left(\frac{P_1 - P_0}{P_0}\right) = 27.8537 \text{ dB} \quad (7.1)$$

$$ENR_2 = 10 \log\left(\frac{T_{s2} - T_0}{T_0}\right) = 10 \log\left(\frac{P_2 - P_0}{P_0}\right) = 28.3050 \text{ dB} \quad (7.2)$$

hvor $P_0 = -174$ dBm/Hz.

7.1.2 Flathet

Da støyspekteret fra termiske kilder er uniformt i vårt måleområde, ønsker vi følgelig at støykildens frekvenskarakteristikk skal være så flat som mulig. Flatheten måles ved å benytte metoden beskrevet på side 79. I databladet er det oppgitt at SMN3018 skal ha en flathet på maksimalt 2 dB [64]. (Vi bemerker at denne flatheten er oppgitt for den fulle båndbredden til SMN3018 som løper fra 200 MHz til 6 GHz.)

For støykilde 1 fikk vi en maksimal støyeffekt på -95.2360 dBm og en minimal støyeffekt på -96.0920 dBm (Merk at disse støyeffektene ikke kan sammenlignes med støyeffektene funnet i forrige seksjon, da vi benytter en høyere radiobåndbredde RBW). Støykilde 2 leverte en maksimal effekt på -94.7800 dBm og en minimal effekt på -96.2320 dBm. Dette gir en flathet på 0.856 dB for støykilde 1 og 1.452 dB for støykilde 2.

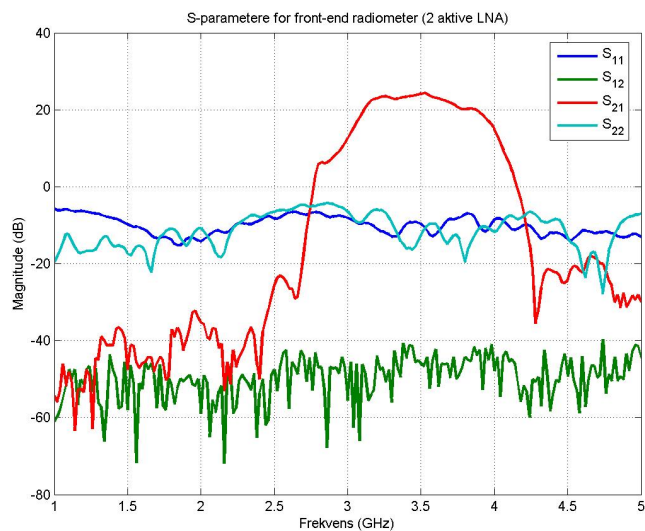
7.2 Front-end radiometer

Her vil vi presentere målinger og beregninger knyttet til mikrobølgedelen av instrumentet. Front-end karakteriseres ut i fra forsterkning, støytall og sensitivitet.

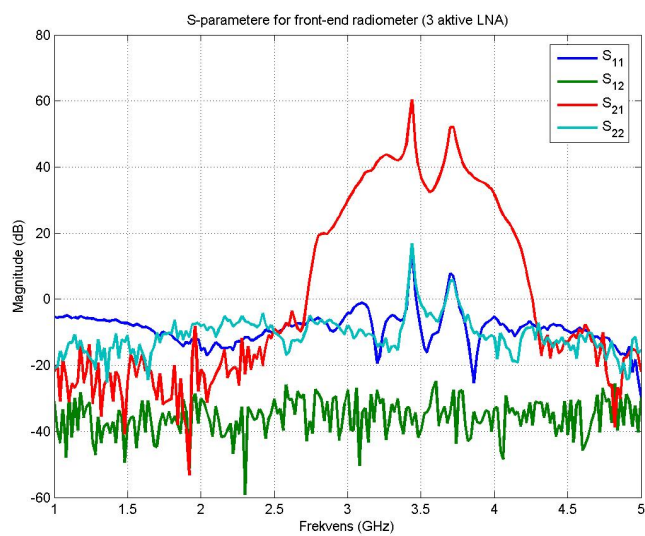
7.2.1 S-parametere

Til å måle S-parameterene benyttet vi metoden beskrevet i avsnitt 6.2. For 2 aktive LNA'er er resultatet vist i figur 7.2(a). Figur 7.2(b) viser resultatet for målinger gjort med 3 aktive LNA'er.

Vi ser at kurven for 2 aktive LNA'er markerer et glatt og begrenset bånd, mens kurven for 3 aktive LNA'er er mer uregelmessig. De uregelmessige kurvene i figur 7.2(b) tyder på at det oppstår oscillasjoner i forsterkersystemet. For å skaffe nærmere indikasjoner på at dette er en realitet, benyttet vi metoden beskrevet i 6.3. Vi gjorde disse målingene først med bare 2 aktive LNA'er og fikk ingen utslag



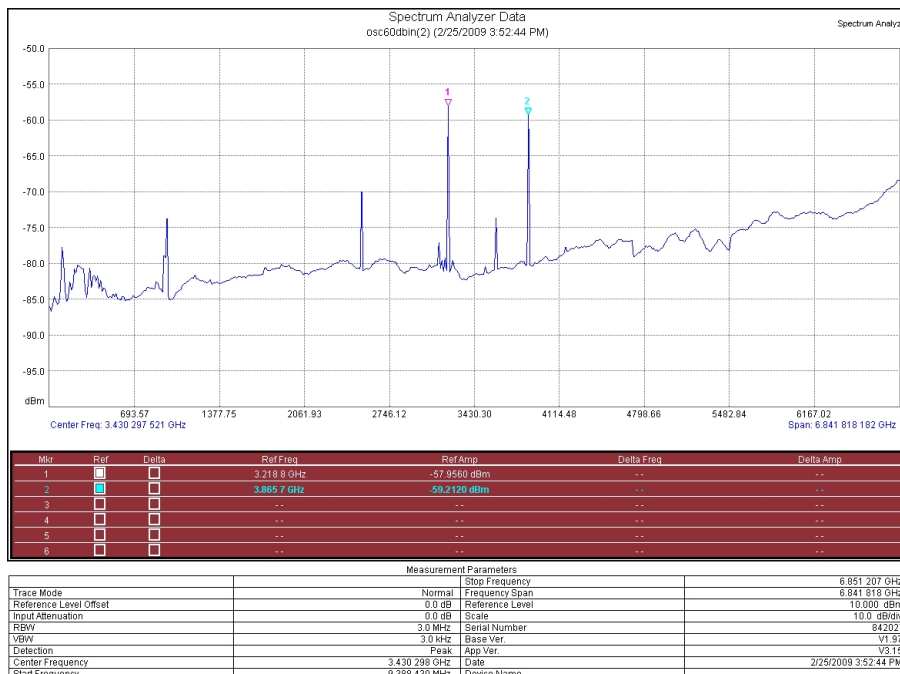
(a) Målte S-parametere for front-end med 2 aktive LNA og 1 i bypass.



(b) Målte S-parametere for front-end med 3 aktive LNA.

Figur 7.2: S-parametere for front end med ulike LNA-konfigurasjoner.

på spekteret (spektrumanalysatoren viste et tilnærmet flatt spektrum). Målingen ble så gjentatt med alle 3 LNA'ene aktiv. Dette gav et støyspektrum som vist i figur 7.3



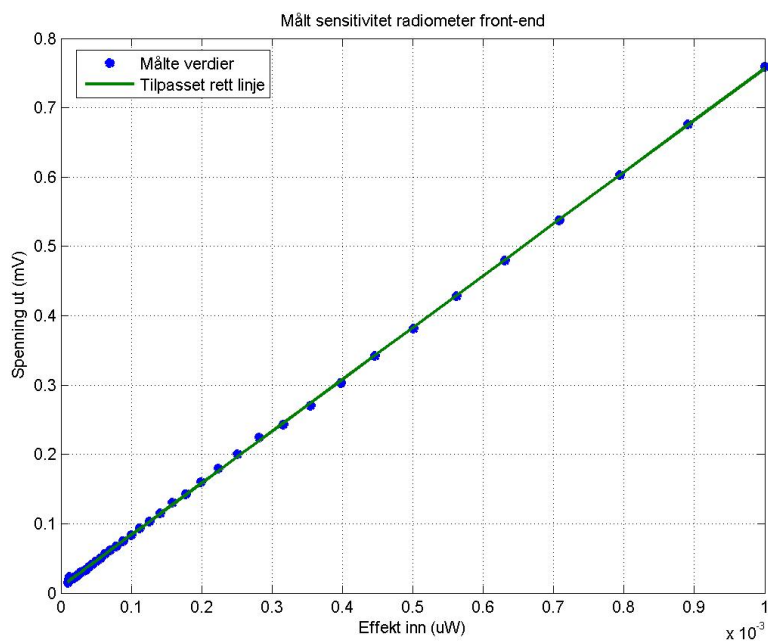
Figur 7.3: Indikatorer på svinginger i LNA-kaskade (3 aktive LNA). De markerte frekvenstoppe 1 og 2 er ved henholdsvis 3.22 og 3.81 GHz

Støyspekteret i figur 7.3 viser to markante topper ved 3.22 og 3.81 GHz. Vi legger merke til at disse ligger i samme område som uregelmessighetene i figur 7.2(b).

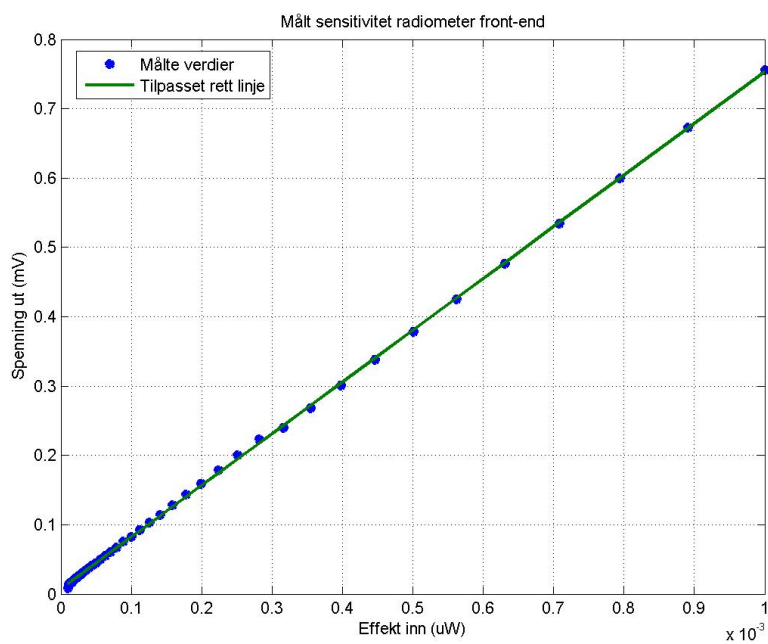
7.2.2 Sensitivitet

En av de viktigste egenskapene til front-end er sensitiviteten. Et radiometer er basert på et lineært forhold mellom innsendt effekt og spenning ut. Det er derfor viktig å verifisere hvorvidt vårt instrument oppfyller dette kriteriet. Vi foretok to uavhengige målinger av sensitiviteten til systemet etter metoden beskrevet i 6.4. Disse er presentert i figur 7.4.

Figur viser sensitiviteten ved første måling. Den blå linjen utgjør måledataene, mens den grønne linjen er en lineær tilpasning til måledataene. Den tilpassede linjen har et stigningstall på 747.8 mV/uW og et biaspunkt på 0.0088 mV. I figur vises sensitiviteten for den andre målingen og den tilpassede linjen har her et stigningstall på 745.9 mV/uW og biaspunkt ved 0.0073 mV.



(a) Måling 1 av sensitivitet for Front-end Radiometer. Den tilpassede linjen har stigningstall 747.8 mV/uW og biaspunkt 0.0088 mV.

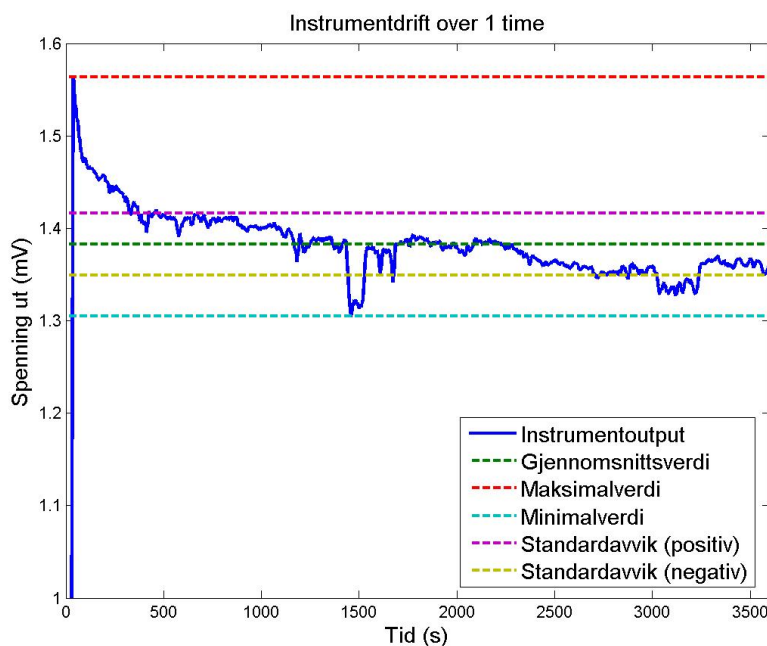


(b) Måling 2 av sensitivitet for Front-end Radiometer. Den tilpassede linjen har stigningstall 745.9 mV/uW og biaspunkt 0.0073 mV.

Figur 7.4: Målt sensitivitet av front-end radiometer.

7.2.3 Instrumentdrift

Målingen av instrumentdrift ble utført i henhold til metoden beskrevet i avsnitt 6.5. Data ble så importert til matlab for grafisk prosessering. Måledata ble midlet med et løpende gjennomsnittsfilter med en bredde på 10 målepunkter. Resultatet er vist i figur 7.5. Vi ser av figuren at spenningen ut fra radiometeret er størst rett etter at forsyningspenningen er skrudd på. Deretter avtar spenningen. Vi kan også legge merke til et unormalt stort avvik ved omtrent 1500 sekunder. Dette må skyldes enten en kontaktfeil eller en variasjon i forsyningspenningen.



Figur 7.5: Instrumentdrift for front-end over 1 time. Måledata (blå) viser spenningen ut fra radiometerets front end. De prikkete linjene angir maksimal, minimal og gjennomsnittsspenning. Alle målepunkter mellom lilla og gul prikket linje ligger innenfor ett standardavvik fra gjennomsnittsspenningen.

Fra figuren finner vi en gjennomsnittsspenning på 1.3828 mV, en maksimal spenning på 1.5633 mV og en minimal spenning på 1.3046 mV. Standardavviket til målepunktene er funnet til å være 0.1181 mV. Sensitiviten estimeres til:

$$\Delta = \frac{V_{mean}}{P} = 1.3828 \cdot 10^9 \text{ mV/W} \quad (7.3)$$

Vi kan så finne den ekvivalente temperaturen tilknyttet utgangsspenningene vi definerte i 6.5. Vi får da:

$$\begin{aligned}
T_{max} &= \frac{V_{max}}{kB\Delta} = 8.1887 \cdot 10^4 K \\
T_{min} &= \frac{V_{min}}{kB\Delta} = 6.8335 \cdot 10^4 K \\
T_{std} &= \frac{V_{mean} + V_{std}}{kB\Delta} = 7.0663 \cdot 10^4 K
\end{aligned} \tag{7.4}$$

Vi finner også ekvivalente temperaturen for gjennomsnittsverdien:

$$T_0 = \frac{P}{kB} = 7.2430 \cdot 10^4 K \tag{7.5}$$

Dette gir de relative temperaturavvikene:

$$\begin{aligned}
\varepsilon_{T,max} &= \left| \frac{T_0 - T_{max}}{T_0} \right| = 0.1306 \\
\varepsilon_{T,min} &= \left| \frac{T_0 - T_{min}}{T_0} \right| = 0.0565 \\
\varepsilon_{T,std} &= \left| \frac{T_0 - T_{std}}{T_0} \right| = 0.0244
\end{aligned} \tag{7.6}$$

(7.7)

Vi registrerer at den største feilen er på hele 13.06 % og inntreffer når utgangsspenningen har sin maksimale verdi. Dette er rett etter forsyningsspenningen er skrudd på. Vi observerer også at alle målinger som ligger innenfor ett standardavvik fra gjennomsnittet har en feil som er mindre enn 2.44 %. Instrumentdriften er størst rett etter at forsyningsspenningen skrues på og utgangsspenningen vil senere gå mot en noe mer stabil verdi.

7.2.4 Støytall

Støytallet til front-end spiller en sentral rolle for hvor god oppløsningen til systemet blir. Dette kan estimeres ved å benytte metoden beskrevet på side 83. Den varme og kalde temperaturen ble estimert til:

$$T_{hot} = T_{in} = \frac{P_{in}}{k} = 1.76 \cdot 10^5 K \tag{7.8}$$

$$T_{cold} = \frac{T_{in} + T_{att}}{A} = \frac{T_{in}}{A} - \frac{T_0}{A} + T_0 = 2.05 \cdot 10^3 K \tag{7.9}$$

Tabell 7.1: Målinger av støyeffekt

Nr:	Varm effekt (dBm)	Kald effekt (dBm)
1	-121.3663	-138.8957
2	-121.3308	-138.8255
3	-121.2972	-138.8125
4	-121.2567	-138.8001
5	-121.2567	-138.7843

Målingene av støyeffektene ut fra front-end produsert av den kalde og varme lasten er gitt i tabell 7.1 Vi kan så benytte disse målingene samt temperaturene funnet i (7.9) til å finne Y-faktoren og instrumentets ekvivalente støytemperatur ved hjelp av (2.77) og (2.78). Resultatet er gjengitt i tabell 7.2:

Tabell 7.2: Beregninger av støytemperatur og støytall

Nr:	Y	Støytemp (K)	Støytall (dB)
1	56.6168	1082.1	6.7500
2	56.1651	1107.8	6.8304
3	56.4319	1092.6	6.7830
4	56.8000	1071.9	6.7174
5	56.5920	1083.5	6.7545

Beregningene ovenfor gir en gjennomsnittlig støytemperatur på $1087.6 \text{ K} \pm 13.5 \text{ K}$. Det gjennomsnittlige støytallet blir da 6.7672 dB .

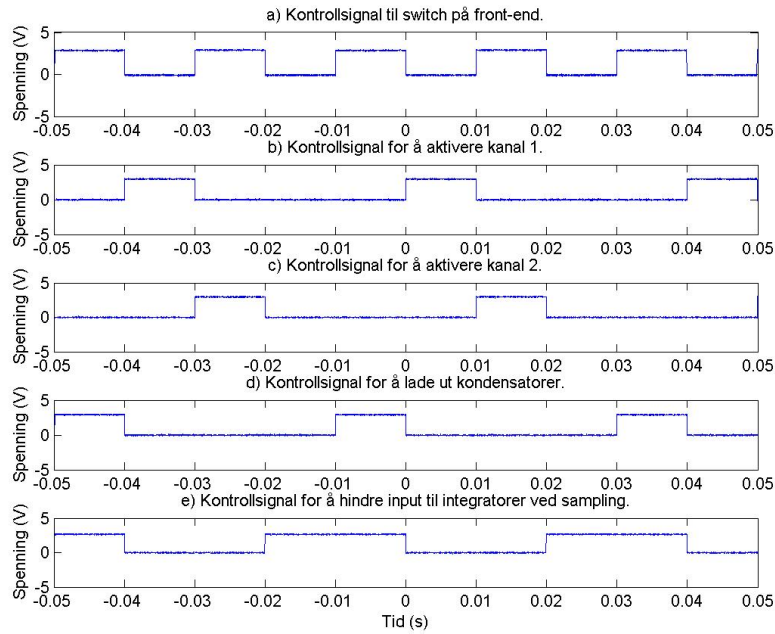
7.3 Dicke-system

Vi vil her verifisere operasjonen til enkeltdeler av systemet, før vi karakteriserer det totale systemets stabilitet og respons.

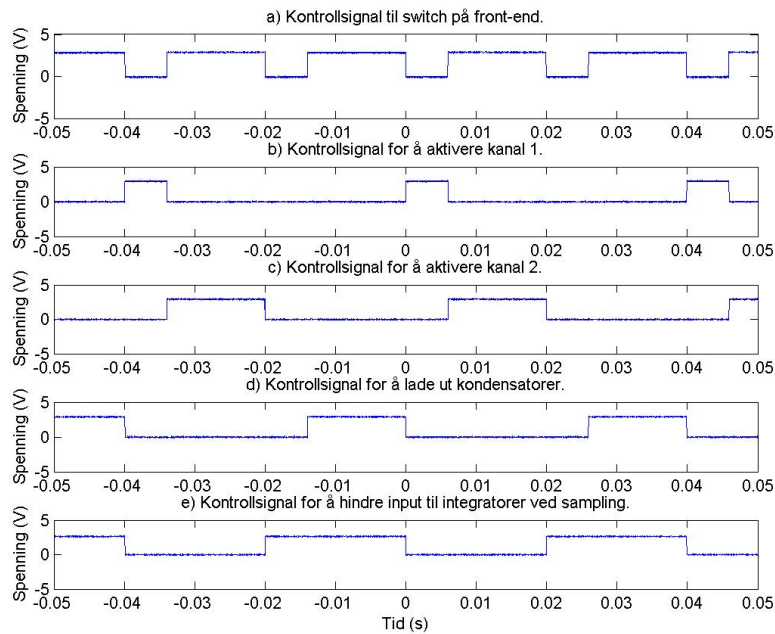
7.3.1 Generering av pulstog

Vi benytter mikroprosessoren på kommunikasjonskortet til å generere en rekke kontrollsignaler i form av pulstog. Disse kontrollsignalene har som hensikt å styre Dicke-systemet. Vi kan verifisere ved observasjon at disse pulstogene er korrekt ved å benytte metoden beskrevet i 6.7. Denne metoden produserer en grafisk presentasjon av pulstogene og vi kan fra denne verifisere at kontrollsignalene er synkrone og har korrekt oppførsel.

Vi velger å kjøre denne to ganger. Det er hovedsaklig to parametere som kan endres i mikroprosessoren som vil påvirke oppførselen til pulstog. Den ene er perioden T til hovedpulstog $C1$. Denne settes i den første testen til å være 0.02



(a) Lik tilkoblingstid for referanse og signal.



(b) Ulik tilkoblingstid for referanse enn signal (Forhold 1:2).

Figur 7.6: Kontrollsignaler for styring av Dicke-system.

s, noe som gir en frekvens på 50 Hz for dette pulstoget. Den andre parameteren er tidsperioden T_R referansen skal være koblet inn. Vi setter denne til å være halvparten av T , slik tilkoblingstiden til referanseinngangen og signalinngangen er lik. Oppførselen til de resterende pulstogene justeres automatisk når disse parameterene endres. Resultatet fra denne testen er presentert i figur 7.6(a).

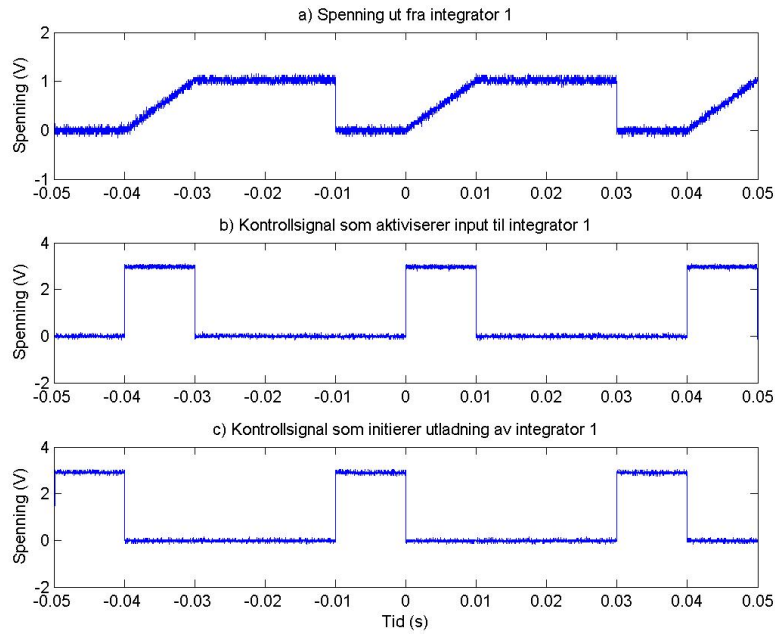
I den andre testen beholder vi innstillingen for perioden T , men justerer T_R slik at referanseinngangen er tilkoblet i en mindre tidsperiode enn signalinngangen. Vi velger å la signalet være koblet inn dobbelt så lenge som referansen, slik at forholdet blir 1:2 mellom kanalene. Dette fører til at pulstogene får en ulik driftsyklus i motsetning til forrige test, hvor denne var lik. Figur 7.6(b) viser resultatet fra testen.

Vi ser av figurene 7.6(a) og 7.6(b) at pulstogene har riktig frekvens og aktiverer switchene ved riktige tidspunkt. Ved tiden $t = 0$ er C1 (pulstoget i a) lav, slik at referanseinngangen er tilkoblet. Vi ser samtidig at pulstoget i b) aktiverer integratoren tilknyttet referansen. Alle andre switcher er åpne. Når C1 så går høy, skifter front end til signalinngangen. Pulstoget i b) deaktiverer referanseintegratoren og pulstoget i c) aktiverer signalintegratoren. Når C1 igjen går lav har vi ladet opp spenning over begge integratorene. Vi ønsker nå å sammenligne spenningene over disse og begge integratorene deaktiveres. I tillegg går kontrollsignalet i e) høyt. Dette kontrollsignalet aktiverer optokobleren, som igjen legger inngangen til switchene 1 og 2 i figur 4.9 til jord og forhindrer et negativ inngangssignal på disse switchene. Sammenligningen utføres raskt og når C1 går høy igjen vil vi forberede oss til neste sammenligning. Pulstoget d) går derfor høy og switchene 3 og 4 i figur 4.9 aktiveres. Dette vil føre til en utladning av integratorene. Pulstogene har dermed korrekt oppførsel.

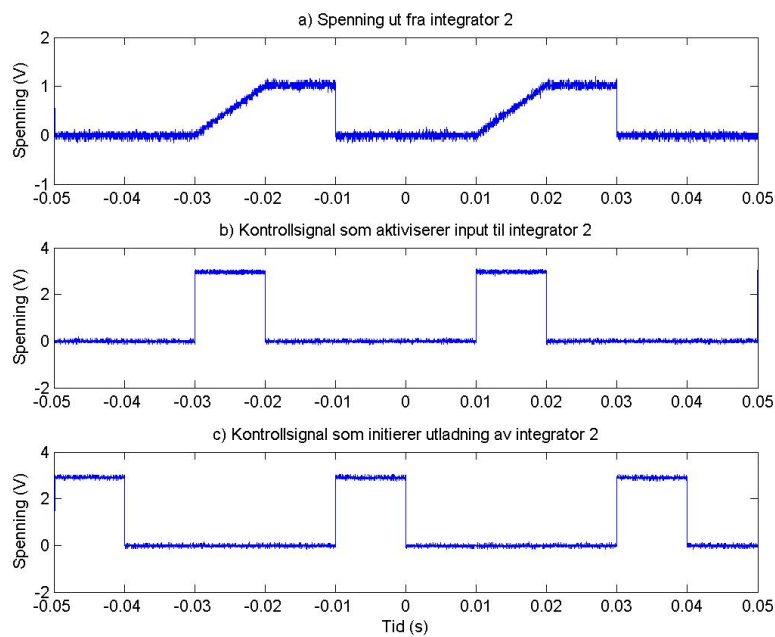
7.3.2 Oppladning og utladning av integratorer

Vi ønsker å være sikker på at integratorene oppfører seg korrekt. Vi benytter derfor metoden beskrevet i 6.8. Denne testen utføres for både lik og ulik driftsyklus. Også her velger vi å sette frekvensen på hovedpulstoget C1 til 50 Hz. Resultatet for lik driftsyklus er vist i figur 7.7, mens resultatet for ulik driftsyklus er vist i figur 7.8.

Figurene viser en korrekt oppladning av integratorene. Vi ser at vi har en lineær oppladning kun når kontrollsignalet for å aktivere integratoren er høyt og videre ser vi at integratorene holder på spenningen helt til kontrollsignalet for utladning går høyt. Sammenlignes figur 7.7 og 7.8 observerer vi at integratorene lader seg like mye opp når vi har en lik driftsyklus, mens ved en ulik driftsyklus (hvor referanseintegratoren er tilkoblet i en mindre tidsperiode enn signalintegratoren) vil signalintegratoren få en større utgangsspenning enn referanseintegratoren.

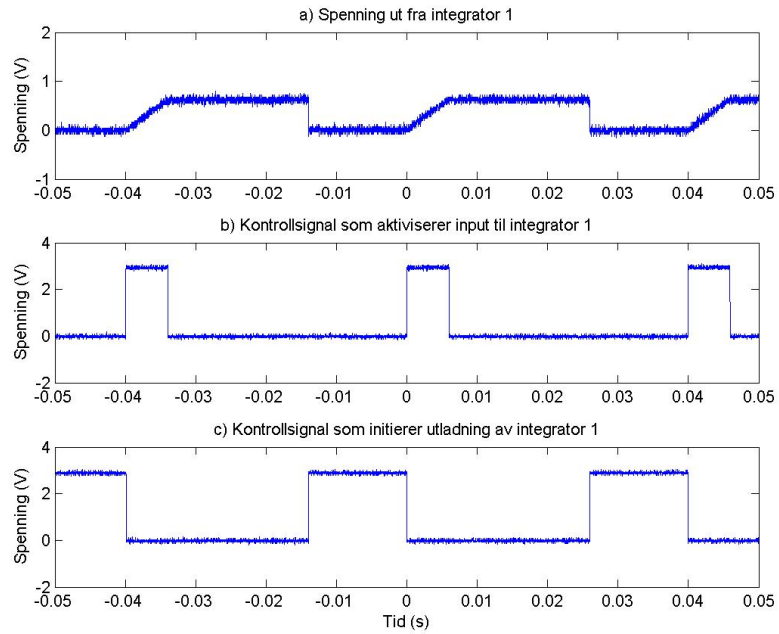


(a) Referanseintegrator.

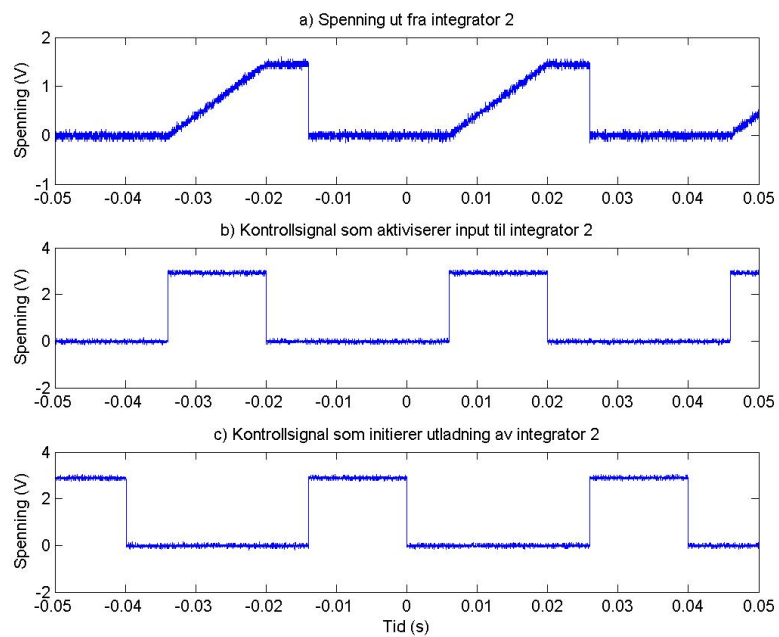


(b) Signalintegrator.

Figur 7.7: Oppladning av integratorer for lik driftsyklus.



(a) Referanseintegrator.

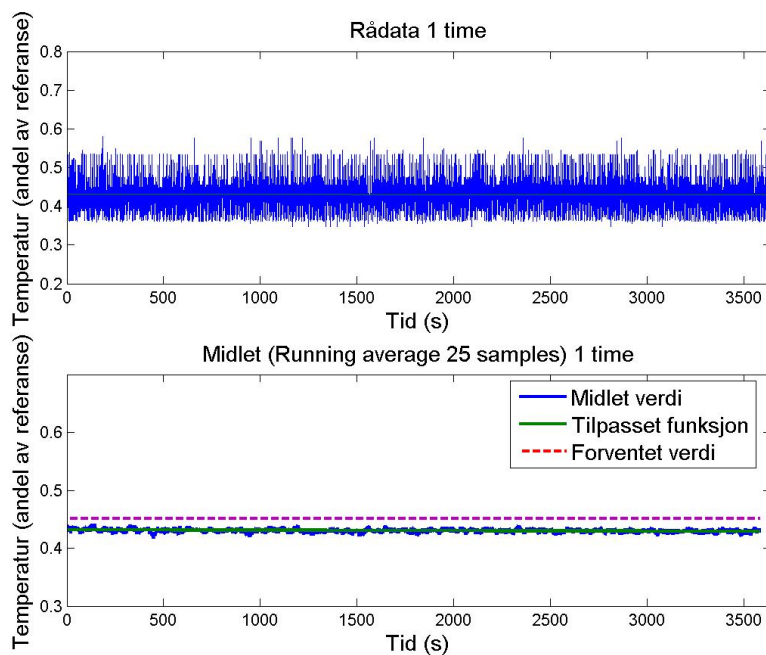


(b) Signalintegrator.

Figur 7.8: Oppladning av integratorer for ulik driftsyklus.

7.3.3 Stabilitet

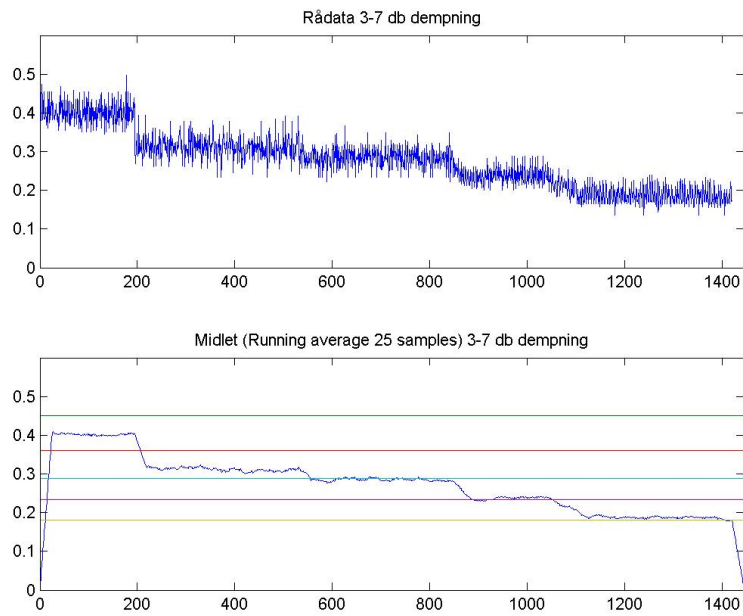
Motivasjonen for å implementere Dicke-systemet er å minimere instrumentdrift som forventes i et totaleffektsradiometer. Vi velger derfor å teste stabiliteten til systemet ved å benytte metoden beskrevet i 6.9. Figur 7.9 viser rådata fra målingen øverst og midlet (løpende gjennomsnittsfiler med bredde 25) data nederst. Vi ser av figuren at rådata er svært støypreget. De midlede dataene viser stabile verdier som avviker noe fra den forventede verdien (rød stiplet linje). Den grønne linjen representerer en tilpasset linje til måldataene. Denne har et stigningstall på $-8.034 \cdot 10^{-7} s^{-1}$ og et biaspunkt på 0.4318. Den tilpassede linjen vil ha en maksimal verdi på 0.4318 og en minimal verdi på $0.4318 - 8.034 \cdot 10^{-7} \cdot 3600 = 0.4289$. Gjennomsnittsverdien vil derfor være 0.4303. Det maksimale avviket fra denne verdien vil være 0.00145. Dette gir en drift relativ til gjennomsnittsverdien på $|0.00145/0.4303| = 0.0037$, altså 0.37 %.



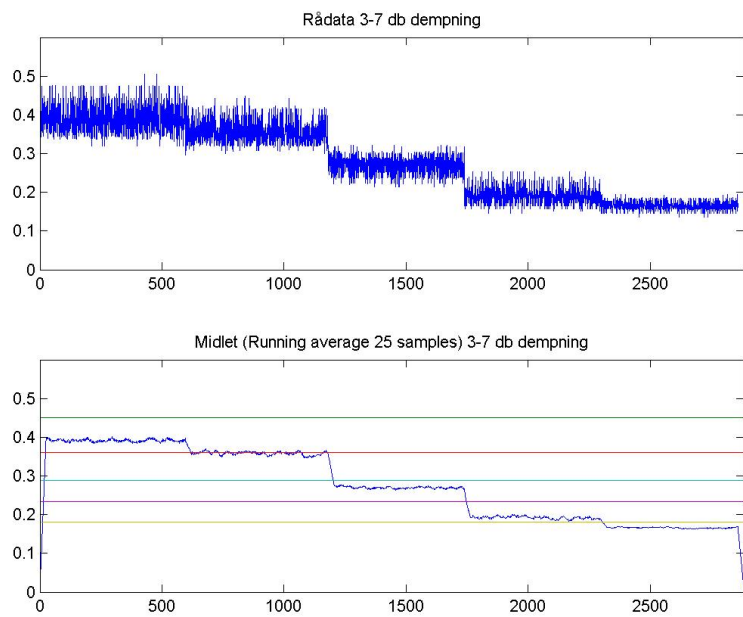
Figur 7.9: Måling av stabilitet til system.

7.3.4 Respons

Det ble utført flere målinger av responsen i henhold til metoden beskrevet i 6.10. To av disse er presentert i figur 7.10. Disse målingene er gjort med ulik innstilling av potensiometeret på Dicke-kortet. Dette potensiometeret har som oppgave å kompensere for offset generert i forsterkerdelen. Vi ser av figurene at systemet er responsivt på en endring i innsendt effekt, men at nøyaktigheten ikke er særlig god.



(a) Måletid: ca. 5 minutter på hvert attenuasjonstrinn.



(b) Måletid: ca. 10 minutter på hvert attenuasjonstrinn.

Figur 7.10: Systemrespons på variabel inngangseffekt. Heltrukne linjer er forventet utgangsverdi.

I figur ser vi at det er de laveste inngangseffektene som har størst overenstemmelse med det forventede resultatet. For de største inngangseffektene er det et større avvik fra forventet output. I figur 7.10(b) er det derimot de midterste inngangseffektene som gir best overenstemmelse med forventede verdier. Det er derfor rimelig å anta at nøyaktigheten til systemet er påvirket av offset-spenninger generert i forsterkerdelen på Dicke-kortet. Databladet til TL072 [73] viser oss blandt annet at bufferforsterkeren har en typisk offset-spenning på inngangen på 3 mV. Dette er i samme størrelsesorden som signalet vi mottar fra front-end.

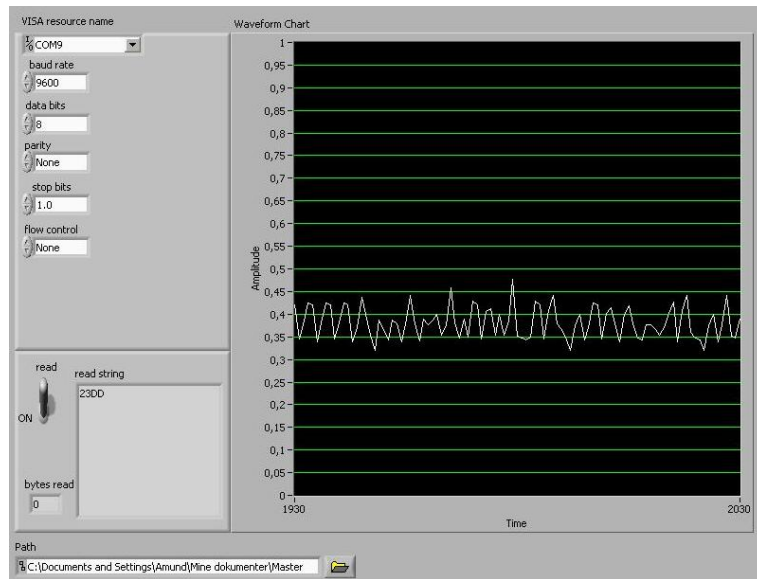
7.4 Kommunikasjon og terminal

Denne oppgaven legger ikke vekt på å teste ut Zigbee-standarden som en kommunikasjonsprotokoll, da denne er omfattende dokumentert tidligere. Vi har derfor ikke utført tester som vil karakterisere nettverket med tanke på signalstyrke, direktivitet, pakkestabilitet osv. ZigBee er en velutviklet kommunikasjonsprotokoll som er tidligere testet av andre og ytterligere uttesting av denne standarden er lite hensiktsmessig. For en generell vurdering av Zigbee og IEEE 802.15.4 henvises det til [25]. Uttesting ved bruk i medisinske sensornettverk er diskutert i [13, 14].

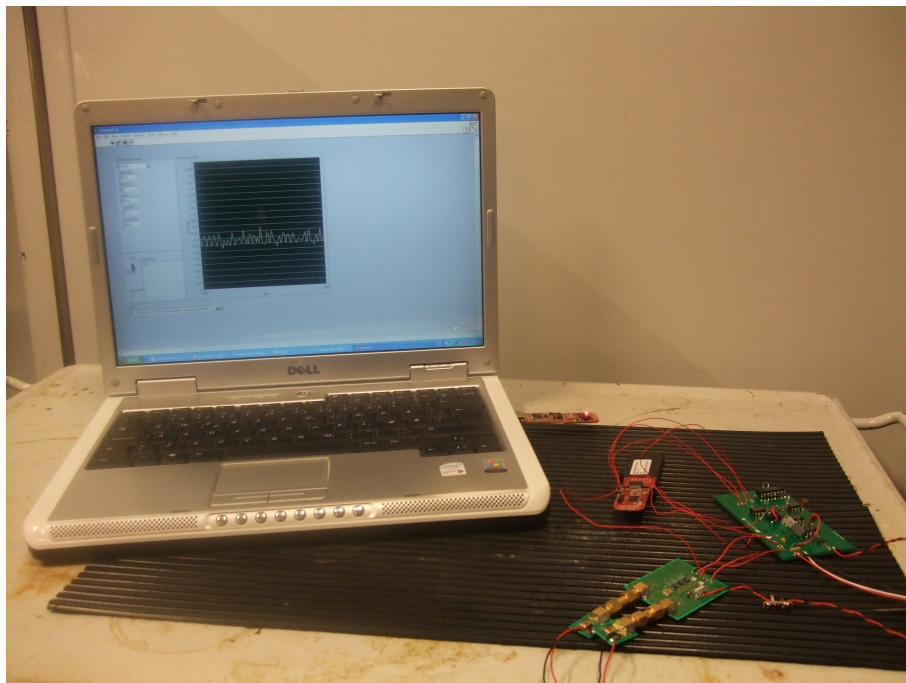
Vi har derimot verifisert at vår kommunikasjonsimplementasjon virker og er stabil. Dette ble hovedsakelig gjort på to måter. For det første ble kommunikasjonskortet satt opp til å sende en dummy-måleverdi (samme størrelsesorden som de reelle måledataene) til terminalen en gang i sekundet. Denne overføringen stod på i 8 timer og ble kontinuerlig monitorert. Etter 8 timer var kommunikasjonskanalen fremdeles åpen og måledata ble fremdeles sendt. Det ble ikke observert nettverksbrudd innenfor 8-timersintervallet.

For det andre ble kommunikasjonsystemet benyttet under reelle radiometriske målinger. Figur 7.11 viser en skjermdump fra terminalen under en slik måling. Vi ser her at vi hele tiden kan se måleverdiene i sanntid i form av en graf. Nede til venstre er en boks hvor en kan spesifisere filbanen hvor en ønsker å lagre måledata. Boksen ovenfor viser den sist mottatte hexadesimale verdien og en kan her også velge å skru av mottak av verdier fra den trådløse kanalen. Øverst til venstre er en boks som inneholder ulike parametere som kan endres for å konfigurere serieporten.

En viktig observasjon gjort under målinger med det totale systemet er at radiobrikken ved flere anledninger sluttet å respondere etter loddearbeid/probing på tilkoblingspunktene på node-kortet. En mulig grunn til dette er at også noen av pinnene til radiochippet er koblet til disse tilkoblingspunktene og vi kan dermed ha skadet denne brikken på en eller annen måte.



Figur 7.11: Skjermdump av terminal under måling



Figur 7.12: Fullstendig radiometrisk system under operasjon

Kapittel 8

Diskusjon

Vi har i denne oppgaven foretatt en konseptuell implementasjon av et medisinsk radiometer basert på Dicke-prinippet. Systemet består hovedsakelig av tre deler; en radiometrisk front-end, et nullbalanse Dicke-system og ett Zigbee-basert kommunikasjonsystem. Det totale systemet har vært utprøvd på relativt sterke støykilder (~ 170000 K), hvor radiometriske målinger har blitt overført trådløst til et terminalprogram på PC. Vi vil under diskutere de tre hoveddelene front-end, Dicke-system og kommunikasjon hver for seg, før vi foretar en oppsummering for det komplette systemet og gir forslag til videre arbeid.

8.1 Front-end

Vi har gjennom ulike tester forsøkt å verifisere egenskapene til den radiometriske front-end av systemet. Denne er karakterisert gjennom målinger av egenskaper som *forsterkning*, *støytall*, *lineæritet* og *stabilitet*. Vi har demonstrert en fungerende front-end, som har en lineær relasjon mellom innsendt effekt og spenning ut. Faktorer som instrumentdrift og høyt støytall fører imidlertid til en degradering av egenskapene til denne delen av systemet.

Våre tester av forsterkningen i systemet viser en tilstrekkelig forsterkning ved bruk av 2 LNA, mens vi får en ustabil situasjon ved bruk av 3 LNA. Som definert i 2.46 kan en forsterker bare karakteriseres som stabil dersom S_{11} og S_{22} er mindre enn 1. Figur 7.2(b) viser klart at denne betingelsen ikke er oppfylt. Støyspekteret i 7.3 gir ytterligere indikasjoner på at det oppstår oscillasjoner i forsterkerkretsen, da vi med en enkel antenne plukker opp sterk elektromagnetisk stråling ved 2 frekvenser i måleområdet. Begge disse frekvensene ligger i et område hvor betingelsene i 2.46 ikke er oppfylt.

Dersom vi studerer de numeriske simuleringene utført på LNA'en ser vi i

figur 5.3(b) at LNA-kaskaden har dårlig S_{22} . Dette kan være en mulig kilde til svingningene nevnt over. Hvis front end skal benyttes på reelle termiske støysignal (~ 300 K), må det tilføres ekstra forsterkning utover det de to LNA'ene gir. Dette må implementeres på en slik måte at forsterkningen blir stabil. For målinger på støykilder viser våre resultater at 2 LNA'er er tilstrekkelig.

Beregninger viser at vi kan forvente at kretsen har et støytall på 600 til 1000 K avhengig av hvor godt komponentene oppfører seg i forhold til spesifisert i databladet. Dette er bekreftet av målinger som viser et støytall på 1087.6 K. Vi måler et noe høyere støytall enn beregnet, noe som antakelig skyldes mistilpasninger mellom komponenter og transmisjonslinjer/loddepad'er og at noen komponenter er utelatt fra beregningene. Kortet er i tillegg produsert med såkalt solder-mask, som er et beskyttende lag som dekker hele kortet bortsett fra loddepunkter. Det er usikkert hvor stor effekt dette har på mikrostriplinjene. Dersom dette beskyttelseslaget endrer egenskapene til mikrostrip-linjene i vesentlig grad, kan dette også føre til et økt støytall, gjennom et økt tap i linjene kombinert med en endring i linjenes karakteristiske impedans.

Numeriske simuleringer og beregninger viser at det er hovedsakelig to faktorer som degraderer støytallet. Den første er forsterkeren i bypass. Denne er plassert først i forsterkerkaskaden og bidrar som et rent tapsledd. Beregninger utført i 5.6.2 viser at dersom denne forsterkeren flyttes sist i kaskaden (eller fjernes fullstendig) vil støytallet reduseres til nesten en tredjedel (~ 300 K). Den andre faktoren som degraderer støytallet er DC-block kondensatorene. Numeriske simuleringer og beregninger indikerer et insertion loss på 0.947. Da signalet må passere to slike kondensatorer på vei gjennom kretsen, bidrar disse til et stort tap. Følgelig vil kondensatorene derfor ha en sterk påvirkning på det totale støytallet.

Tester på sensitiviteten til systemet viser at front end har en lineær respons i forhold til innsendt effekt. Detektordioden viste seg å være svært sensitiv for spenninger generert i ledningene mellom utgang og måleinstrument og måtte stadig erstattes. For å beskytte detektorkretsen burde buffer-forsterkeren vært flyttet fra Dicke-brettet og til front end, slik at man kan oppnå en viss isolasjon mellom utgangen og resten av kretsen. Vi observerer også at spenningen ut fra front end er liten (~ 1 mV) for inngangseffektene vi opererer med. Vi vil derfor trenge ytterligere forsterkning av signalet i post-deteksjonsfasen.

Front-end kan benyttes som et totaleffektsradiometer. Våre målinger viser at nøyaktigheten til en slik konfigurasjon vil degraderes av instrumentdrift. I verste fall har den målte temperaturen et avvik fra den sanne temperaturen på over 10 %, mens feilen vanligvis vil ligge omtrent 2.5 %. Det er særlig i oppstartsfasen før instrumentets drifttemperatur oppnås at denne feilen vil være dominerende. Motivasjon for å implementere et Dicke-system som vil eliminere denne feilen er derfor sterk.

8.2 Dicke-system

Vi har gjennom våre tester verifisert at Dicke-systemet fungerer på konseptuell basis. Systemet genererer korrekte pulstog og har en korrekt oppladning av integratorene. Tester av systemets stabilitet viser at instrumentdrift er betydelig redusert. Den totale driften for Dicke-systemet målt over 1 time viste seg å være 0.37 %. Dette er en markant forbedring, da målinger viser at front end har instrumentdrift på minimum 2.5 %. Det er særlig i oppstartsfasen at forbedringen er størst. Her har front-end en drift på hele 13.06 %. Vi observerer derimot at instrumentet ikke er nøyaktig og er degradert som følge av støy og offset-spenninger i Dicke-kortet.

Figur 7.9 viser et stabilt output når et fast inngangssignal benyttes, men vi observerer at rådata fra målingen viser et stort rippel i måledataene. Dette rippelet har flere mulige kilder. Signalet fra front end vil ikke være fullstendig likerettet og vil derfor ha noe variasjon i seg. Denne variasjonen vil så forsterkes via forsterkerleddet på Dicke-kortet. I tillegg vil signalet bli tilført støy fra Dicke-kortet. Denne støyen vil forplante seg videre i kretsen. Integratorene har som oppgave å glatte ut denne støyen. I vår oppgave bruker vi en forholdsvis kort integrasjonstid ($\tau \sim 0.01s$) i forhold til mange andre radiometriske systemer ($\tau \sim 1 - 10s$) [1, 51]. En betydelig lengre integrasjonstid vil forbedre dette støyproblemet.

Figurene 7.7 og 7.8 viser at det også på utgangen fra integratorene er en del støy på signalet (~ 10 mV amplitude). Denne støyen skyldes dårlig avkobling og støyskjerming av Dicke-kortet. Det er også mulig at noe av denne støyen genereres internt på kortet. Da komparatoren har en oppløsning på 0.05 mV, er det klart at støy i en slik størrelsesorden vil være en begrensende faktor. Denne støyen vil også forsterkes som følge av algoritmen for å lokalisere nullpunktet, siden feilaktige spenningsnivåer ved avlesning kan føre til at vi tar en feil beslutning og beveger oss bort fra det søkte nullpunktet.

For å begrense problemet over bør Dicke-kortet designes med fokus på å begrense støy. Det er imidlertid også tydelig at en komparator er et dårlig valg for et slik system. I vårt tilfelle er mulighetene begrenset dersom en rimelig oppløsning er ønskelig, siden vi opererer over et stort dynamisk område. For systemer som opererer på reelle termiske signaler bør en differensiellforsterker benyttes istedet for en komparator-løsning, samtidig som output bør være et feilsignal i stedet for en logisk verdi. Et slik system vil også bringe med seg nye muligheter, da man kan begrense kalibrering til når feilsignalet avviker fra null. Mer optimale algoritmer som kalibrerer systemet raskere vil dermed være tilgjengelig.

Et annet moment som vil ha stor påvirkning på nøyaktigheten til systemet er offset-spenninger generert av operasjonsforsterkerne benyttet både i forsterkerdelen og som integratorer. Slike spenninger er et resultat av ubalanse i forsterkerenes transistorer og indre motstander [47]. Dersom vi tar utgangspunkt i (4.5), men

tar høyde for at spenningen inn på integratoren har et feilledd som følge av offset-spenningen V_{off} får vi følgende uttrykk for spenningen ut fra integratorene:

$$V_o = -\frac{1}{RC}(V_i + V_{off}) \cdot t = -\frac{1}{RC}V_i \cdot t - \frac{1}{RC}V_{off} \cdot t \quad (8.1)$$

Vi ser av (8.1) at feilen er avhengig integrasjonstiden t . Dette fører til at vi får et feilbidrag som hele tiden vil endre størrelse ettersom vi endrer integrasjonstiden. Siden vi benytter ulike integrasjonstider for de forskjellige kanalene, vil også bidraget bli forskjellig på hver kanal. Et slikt feilbidrag vil gi store utslag på nøyaktigheten til systemet.

Som tidligere nevnt har vi forsøkt å kompensere for offset-spenninger ved å innstallere et potensiometer over den inverterende forsterkeren. Resultatene fra målingene på systemets respons viser klart at en endring av potensiometerets motstand påvirker målingen. Vi klarer derimot ikke å få systemet til å gi en tilnærmet korrekt utgangsverdi for alle inngangseffekter. Dette skyldes nok at vår løsning er for enkel og samtlige forsterkere bør kalibreres for offset i stedet for bare den ene. Ved nye realiseringer av Dicke-kortet bør det legges stor vekt på å minimalisere denne effekten, samtidig som man bør utforske muligheten for å kunne kalibrere kortet for å fjerne offset for hver måling.

8.3 Kommunikasjon

Vi har i denne oppgaven implementert et enkelt og fungerende kommunikasjonssystem basert på Zigbee. Systemet har vært benyttet ved radiometriske målinger og har tilstrekkelig kapasitet til å overføre informasjonsmengden fra radiometer-systemet til terminal. Terminalen er basert på Labview og man kan her se måledata presentert i sanntid samtidig som disse lagres til fil.

8.4 Oppsummering av fullstendig system og videre arbeid

Vi kan konkludere med at realiseringen av et trådløst Dicke-radiometer var vellykket på konseptuell basis. Vi har et fungerende system hvor instrumentdrift er betraktelig redusert. For støykilder som holder en temperatur på omtrent 170 000 K vil vi med vårt system få en teoretisk nøyaktighet på omtrent (med utgangspunkt i (2.92)):

$$\Delta T = 2 \frac{T_R + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} = 108 K \quad (8.2)$$

hvor vi benytter $T_R = 170000$ K, $T_N = 1087.6$ K, $B = 10^9$ Hz og $\tau = 0.01$ s. Dette gir en relativ nøyaktighet på 0.06 %. Dersom vi tenker oss en nedskalering av instrumentet til et medisinsk radiometer ($T_R = 330$ K) med samme relative nøyaktighet, vil vi få en nøyaktighet i temperatur på $\Delta T = 330 \text{ K} \cdot 0.06/100 = 0.198$ K. Dette er noe høyt, da medisinske radiometere gjerne har en temperaturnøyaktighet nede i 0.066 K [1]. Fra formelen i (8.2) ser vi at nøyaktigheten er avhengig av integrasjonstiden τ . Som tidligere diskutert er denne noe liten ($\tau \sim 0.01$ s) i forhold til andre medisinske radiometere ($\tau \sim 1 - 10$ s). Dersom vi øker vår integrasjonstid til 1 s, en økning av faktor 100, vil nøyaktigheten reduseres til 1/10 av opprinnelig verdi. Vi får dermed en nøyaktighet $\Delta T = 0.020$ K, noe som er markant bedre enn i [1].

Det er hovedsaklig tre hovedområder hvor videre arbeid kan utføres. For det første bør front-end redesignes, slik at denne kan benyttes til målinger på reelle termiske støysignaler. For å nå dette målet må front-end forbedres med tanke på forsterkning og støytall. Her foreslås det en løsning med pre-LNA montert før Dicke-switchen som foreslått i [1] samtidig som bypass-forsterkeren fjernes og kvaliteten på DC-block kondensatorene økes. Dette vil antakelig gi et støytall i området ~ 100 K samtidig som den totale forsterkningen vil bli høyere.

En ny front end vil kreve redesign av Dicke-kortet. Da en front end som opererer på reelle signaler vil gi et mindre dynamisk område, vil det være fordelaktig å gå bort i fra komparatorløsningen og erstatte denne med en differensiell forsterkerløsning som genererer et feilsignal. I denne designprosessen bør våre erfaringer med støy og offset-spenninger tas hensyn til, slik at en velger løsninger som minimerer disse effektene. Man bør også utforske muligheter for å benytte en høyere integrasjonstid på de ulike kanalene. Dette må gjøres på en slik måte at Dicke-prinsippet, hvor switchefrekvensen må være raskere enn temperaturvariasjonene i kretsen, er overholdt.

Det siste området hvor videre arbeid bør utføres er videreutvikling av den trådløse kommunikasjonen. Her kan Zigbee-nettverket videreutvikles til å inkludere flere enheter som måler andre biometriske parametere, samtidig som den nyutviklede helseprofilen [42] kan utforskes nærmere. Dersom det totale systemet videreutvikles til å måle på reelle støysignaler fra antenner, vil en nærmere studie av interferens mellom kommunikasjonssystemet og det radiometriske systemet være avgjørende for hvorvidt målinger og kommunikasjon kan skje simultant.

Bibliografi

- [1] Improved Detectability in Medical Microwave Radio-Thermometers as Obtained by Active Antennas, S.Jacobsen & Ø. Klemetsen, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 55, No. 12, Desember [2008]
- [2] Through-Wall Sensing With Multifrequency Microwave Radiometry: A Proof-of-Concept Demonstration, Johnson et al., IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 47, No. 5, Mai [2009]
- [3] Thermography at millimeter wavelength, J. Edrich & P.C. Hardee, Proc IEEE, Vol. 62, No. 10 [1974] s.1391-1392
- [4] Microwave radiometric measurements of the temperature inside a body, B. Enander & G. Larson, Electronic Letters, Vol. 10, No 15 [1974] s.317-318
- [5] Feasibility of Noninvasive Measurement of Deep Brain Temperature in New-born Infants by Multifrequency Microwave Radiometry, K. Maruyama et al., IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 11, November [2000] s.2141-2147
- [6] Monitoring of deep brain temperature in infants using multifrequency microwave radiometry and thermal modelling, J W Hand et al., Phys. Med. Biol 46, April [2001] s.1885-1903
- [7] Medical Microwave Radiometry and its Clinical Applications, D.V. Land, IEE Colloquium on Application of Microwaves in Medicine, Februar [1995] s.2/1 - 2/5
- [8] Subcutaneous Temperatures: A method of Noninvasive Sensing, A. Barrett & P. Meyers, Science, Vol. 190, November [1975] s.669-671
- [9] Evaluation of small signals with a differential radiometer (with application to radio observations at 2.5 GHz), G Sironi et al., Meas. Sci. Technol. 1, May [1990] s.1119-1121
- [10] Evaluation of three temperature measurement methods used during microwave thermotherapy of prostatic enlargement, J. Wren, Int.J.Hyperthermia, Vol. 20 No. 3, May [2004] s.300-316

- [11] Microwave Radiometric Thermometry and its potential Applicability to Ablative Therapy, S.S Wang, Journal of Interventional Cardiac Electrophysiology 4 [2000] s.295-300
- [12] Radiometric Sensor for Temperature Control of Food Processing, V. Thomy et al., IEEE Sensors Journal, Vol. 4, No. 6, Desember [2004] s.772-778
- [13] Energy-Efficient Multi-hop Medical Sensor Networking, A.G.Ruzzelli et al., International Conference On Mobile Systems, Applications And Services, Juni [2007] s.37-42
- [14] Analysis of the Performance of IEEE 802.15.4 for Medical Sensor Body Area Networking, Timmons & Scanlon, Sensor and Ad Hoc Communications and Networks, Oktober [2004] s.16-24
- [15] Can we settle with single-band radiometric temperature monitoring during hyperthermia treatment of chestwall recurrence of breast cancer using a dual-mode transcieving applicator?, S. Jacobsen & P. Stauffer, Phys.Med. Biol. 52, Januar [2007] s.911-928
- [16] Microwave Radiometry: Its Importance to the Detection of Cancer, K.L.Carr, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, No. 12, Desember[1989] s.1862-1868
- [17] Microwave Radiometric Imaging at 3 GHz for the Exploration of Breast Tumors, Bocquet et al., IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No. 6, Juni [1990] s.791-793
- [18] Non-invasive measurments of breast tissue optical properties using frequency-domain photon migration, B.J.Tromberg et al, Phil. Trans. R. Soc. Lond. B, Vol 352, [1997] s.661-668
- [19] On the Imaging of Hot Spots Using Correlation Radiometers and a Circular Aperture, G.Schaller, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, No. 8, August[1989] s.1210-1216
- [20] Thermobiological Assessment of Benign and Malignant Breast Diseases, M. Gautherie, Am. J. Obstet. Gynecol., Vol 147, No. 8, [1983] s.861-869.
- [21] Detection of extravasation of antineoplastic drugs by microwave radiometry, J. Schaeffer et al., Cancer Lett. 31 [1986] s.285-291
- [22] Microwave Radiometry for Non-Invasive Thermometry, Y.Leroy et al., Automedica, Vol. 8, April [1987], s.181-202
- [23] Microwaves in fire detection, T. Kempka et al. , Fire Safety Journal 41, April [2006], s.327-333
- [24] Friis, H.T. Noise Figures of Radio Recievers, Proceedings of the I.R.E ,July [1994], s.419-422

- [25] Wireless sensor networks: A survey on the state of the art and the 802.15.4 and ZigBee standards, P. Baronti et al., Computer Communications 30 [2007], 1655-1695
- [26] Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements, Application Note 57-1, Agilent
- [27] Low Noise Amplifier for 2.3 GHz using the ATF-36077, Application Note 1129, Agilent
- [28] Exact Simulation of LNAs Reduces Design Cycle Time, Sean Mercer, Applied Microwave and Wireless, Januar [1999], s. 74-82
- [29] Better breast cancer detection , S.K.Moore, IEEE In Spectrum, Vol. 38, No. 5. Mai [2001], s.50-54.
- [30] Oil Spills: Measurements of Their Distributions and Volumes by Multifrequency Microwave Radiometry, Hollinger & Mennella, Science, New Series, Vol. 181, No 4094, Juli [1973] s.54-56
- [31] Io's Thermal Emission from the Galileo Photopolarimeter-Radiometer, J.R. Spencer et al., Science, New Series, Vol. 288, No. 5469, Mai [2000], s.1198-1201
- [32] Textbook of Medical Physiology, 10. edition, A. Guyton & J. Hall, W.E. Saunders Company [2000]
- [33] Microwave Engineering 3'rd edition, David M. Pozar [2005]
- [34] Microelectronic circuits fifth edition, Sedra/Smith, [2004]
- [35] Microwave Radiometer Systems, Niels Skou
- [36] Electromagnetic Shielding Handbook for Wired and Wireless EMC Applications, A. Tsaliovich, [2001]
- [37] Ultralyd - imaginis.com (25.05.09) <http://www.imaginis.com/breasthealth/ultrasound.asp>
- [38] Mammografi - Pasienthåndboka.no (24. Mai 2009) <http://www.pasienthåndboka.no/default.asp?mode=document&documentid=4816>
- [39] Breast Biopsi - medicinenet.com (24. Mai 2009) http://www.medicinenet.com/breast_biopsy/article.htm
- [40] Breast Thermography - cancure.org (24. Mai 2009) http://www.cancure.org/breast_thermography.htm
- [41] Getting started with Zigbee and IEEE 802.15.4, Daintree Networks (03.04.09) http://www.daintree.net/downloads/whitepapers/zigbee_primer.pdf

- [42] ZigBee Wireless Sensor Applications for Health, Wellness and Fitness, Zigbee-alliance, Mars [2009]
- [43] Kreftregisteret - Kreftstatistikk (25.04.09)
<http://www.kreftregisteret.no/no/Registrene/Kreftstatistikk/>
- [44] Kreftregisteret - Fakta om kreft (25.04.09)
<http://www.kreftregisteret.no/no/Generelt/Fakta-om-kreft/>
- [45] Oncolex - Brystkreft (25.04.09)
<http://www.oncolex.no/Bryst.aspx>
- [46] Imaginis - Staging and Survival Rates of Brest Cancer (25.04.09)
<http://www.imaginis.com/breasthealth/staging.asp>
- [47] Op Amp Input Offset Voltage (18.05.09)
http://www.ecircuitcenter.com/Circuits/op_voff/op_voff.htm
- [48] ZigBee/IEE 802.15.4 Summary, Sinem Coleri Ergen [2004]
<http://www.sinemergen.com/zigbee.pdf>
- [49] IEEE 802.15.4-spesifikasjon [2006]
- [50] Info om mikrobølgedetektorer:
www.microwaves101.com/encyclopedia/detectors.cfm
- [51] Using microwave radiometry for detection of breast cancer:
www.resltd.ru/eng/literature/cancer_eng.htm
- [52] TI's Z-Accel demo kit:
<http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/ez430-rf2480.html>
- [53] eZ430-RF2480 ZASA Installer (Rev. B)
<http://www.ti.com/litv/zip/swrc097b>
- [54] CC2480 Software Examples
<http://www.ti.com/litv/zip/swru169>
- [55] Breast self-exam (26.05.09)
<http://www.nlm.nih.gov/medlineplus/ency/imagepages/17021.htm>
- [56] Open biopsy of the breast (26.05.09)
<http://www.nlm.nih.gov/medlineplus/ency/imagepages/17017.htm>
- [57] Digital Mammography: The promise of Improved Breast Cancer Detection (26.05.09)
<http://www.eradimaging.com/site/article.cfm?ID=28>
- [58] Diagnosis: Mammogram vs. MRI: Breast (cancer) (26.05.09)
<http://www.visualonline.cancer.gov/details.cfm?imageid=2705>

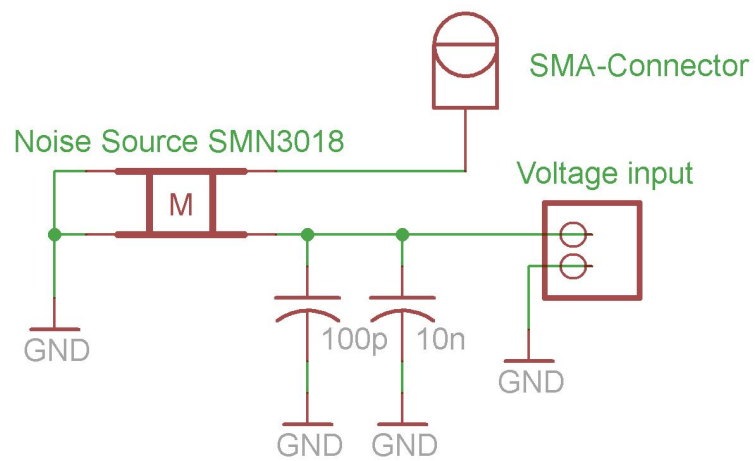
- [59] Diagnostic Imaging Pathways - Screening for Breast Cncer in High Risk Women (26.05.09)
http://www.imagingpathways.health.wa.gov.au/includes/DIPMenu/screen_highrisk/image.html
- [60] DWhat is Thermography or Thermal Imaging (26.05.09)
<http://www.picturemyhealth.com/Thermalimage.html>
- [61] Mitose -(SML-artikkel) http://snl.no/.sml_artikkel/mitose
- [62] Kreft - kreftutvikling -(SML-artikkel) <http://snl.no/kreft/kreftutvikling>
- [63] Svulst -(SML-artikkel) <http://snl.no/kreft/svulst>
- [64] SMN3018 -datablad:
www.micronetics.com/Noise_Source_SMT/Microwave_LLC.pdf
- [65] Rogers 4000-series datablad:
http://www.apcircuits.com/resources/information/ro4000ds_4.pdf
- [66] HMC593LP3-datablad:
<http://www.hittite.com/products/view.html/view/HMC593LP3>
- [67] CSWA2-63DR+ -datablad:
<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/242335/MINI/CSWA2-63DR+.html>
- [68] HSMS-2860-datablad:
http://www.secomtel.com/UpFilesPDF/PDF/Agilent/PDF_DOCS/SKYDIODE/03_SKYDI/HSMS2850.PDF
- [69] SFH600-datablad:
<http://www.vishay.com/docs/83662/83662.pdf>
- [70] Høypassfilter-datablad:
<http://www.minicircuits.com/pdfs/HFCN-3100+.pdf>
- [71] Lavpassfilter-datablad:
<http://www.minicircuits.com/pdfs/LFCN-3400+.pdf>
- [72] LT1028-datablad:
<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/1028fa.pdf>
- [73] Tl072-datablad:
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tl071a.pdf>
- [74] MAX4751-datablad:
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX4751-MAX4753.pdf>

- [75] ALD2321-datablad:
<http://www.aldinc.com/pdf/ALD2321.pdf>
- [76] MSP430f2274 - datablad:
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/msp430f2274.pdf>
- [77] MSP430fx2xx - Family User Guide:
<http://focus.ti.com/lit/ug/slau144e/slau144e.pdf>
- [78] CC2480a1-datablad:
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/cc2480a1.pdf>
- [79] CC2480 Interface Specification (Rev. A):
<http://focus.ti.com/lit/er/swra175a/swra175a.pdf>
- [80] Eagle, Easily Applicable Graphical Layout Editor v5.0.0 Professional edition,
Cadsoft
- [81] IAR Embedded Workbench Kickstart v4, IAR Systems
- [82] CST Studio Suite 2009
- [83] Appcad for Windows v3.0.2, Agilent Technologies
- [84] Matlab v.7.0.0.19920(R14), The MathWorks Inc
- [85] Kemet Spice Software v3.7.23, KEMET Electronics Corp.
- [86] Labview v8.6, National Instruments

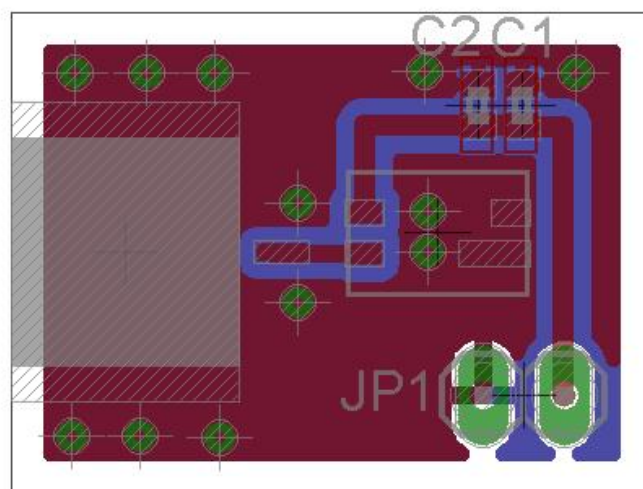
Tillegg A

Skjemaer og utlegg

Denne appendiksen presenterer skjemaer og utlegg for de ulike elektronikkortene som har blitt designet til denne oppgaven.

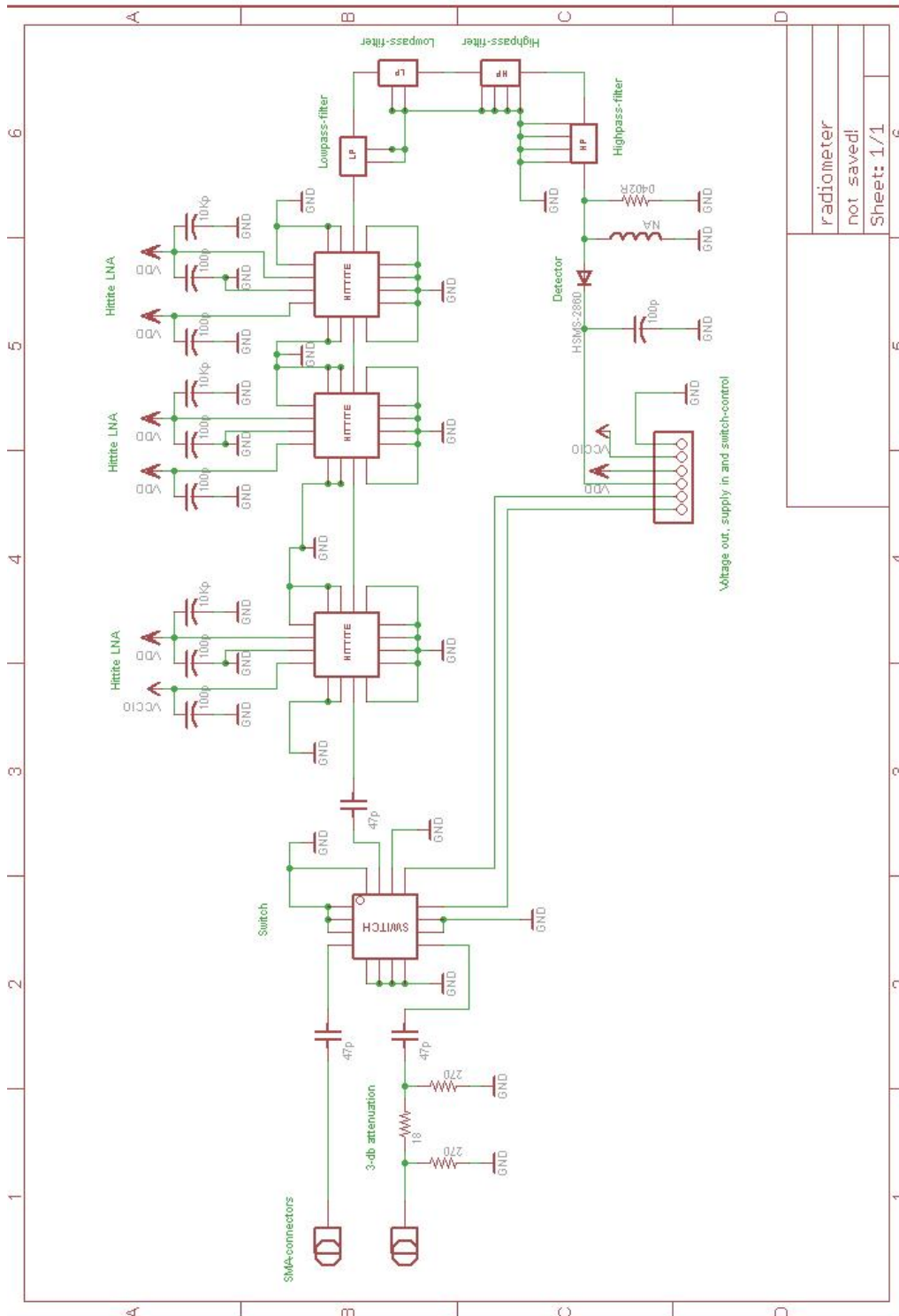


(a) Komponent skjema for støykildekort



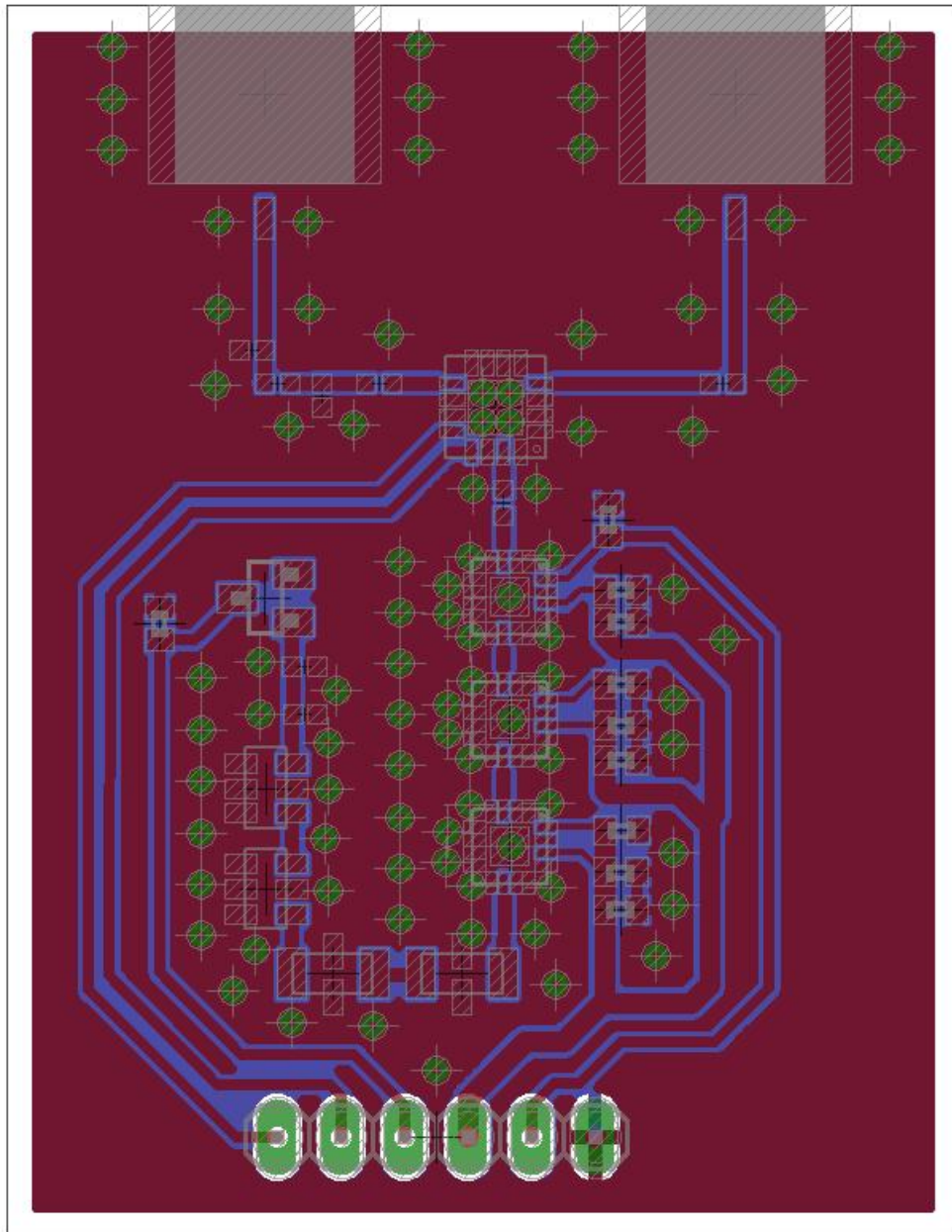
(b) Utlegg for støykildekort

Figur A.1: Skjema og utlegg for støykildebrett

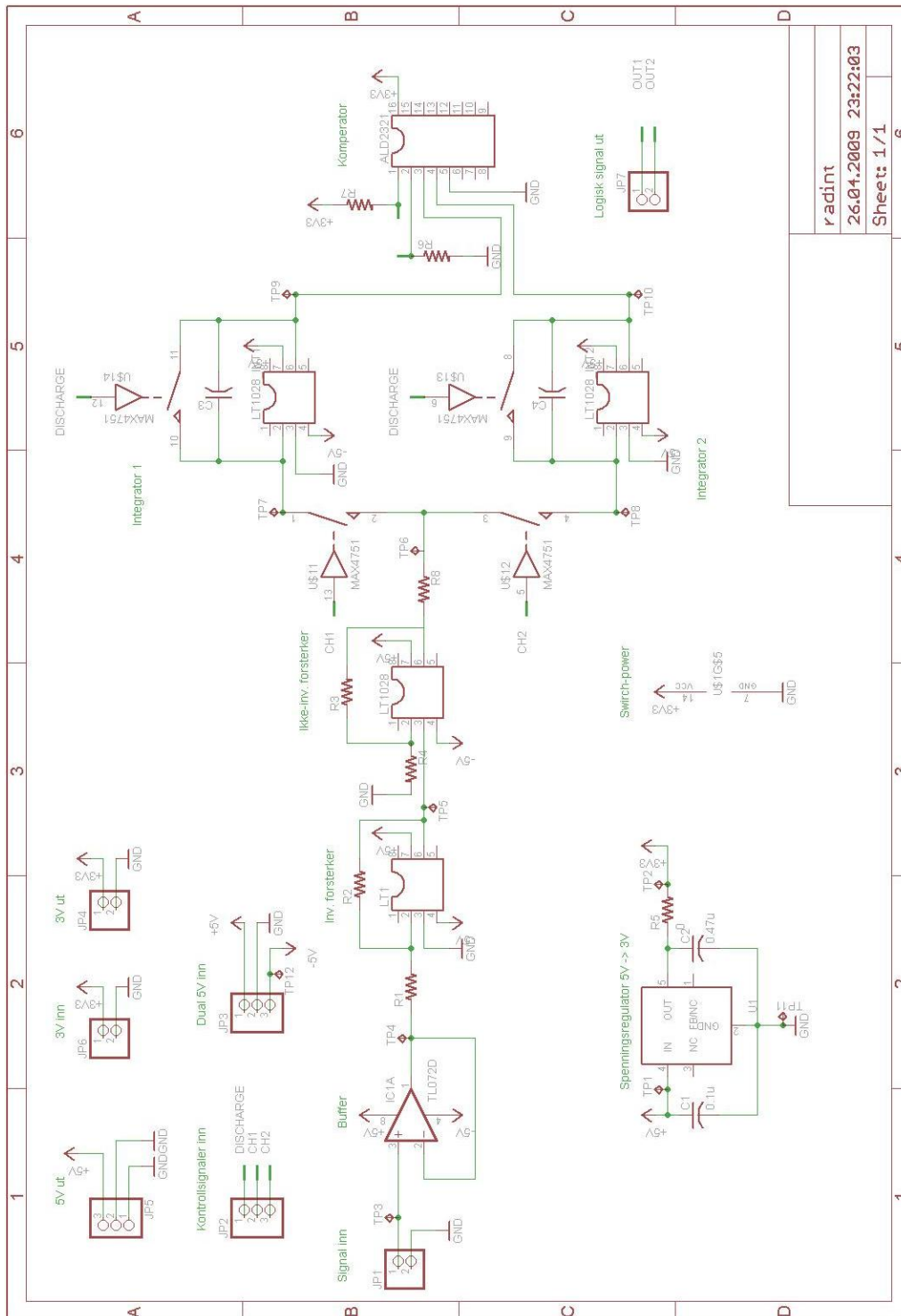


Figur A.2: Komponenteskjema for radiometerimplementasjon

radiometer
not saved!
Sheet: 1/1

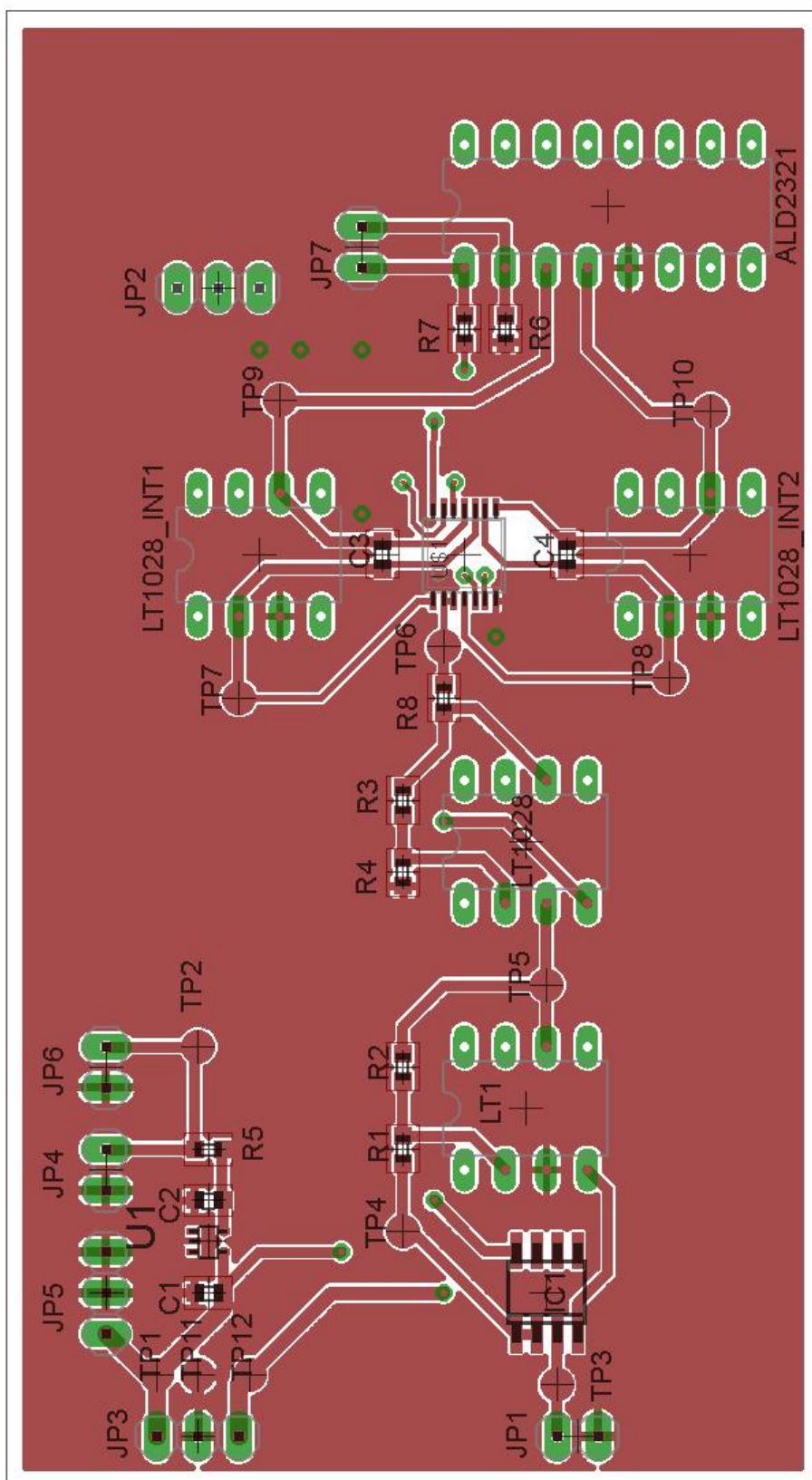


Figur A.3: Utlegg for radiometerbrett

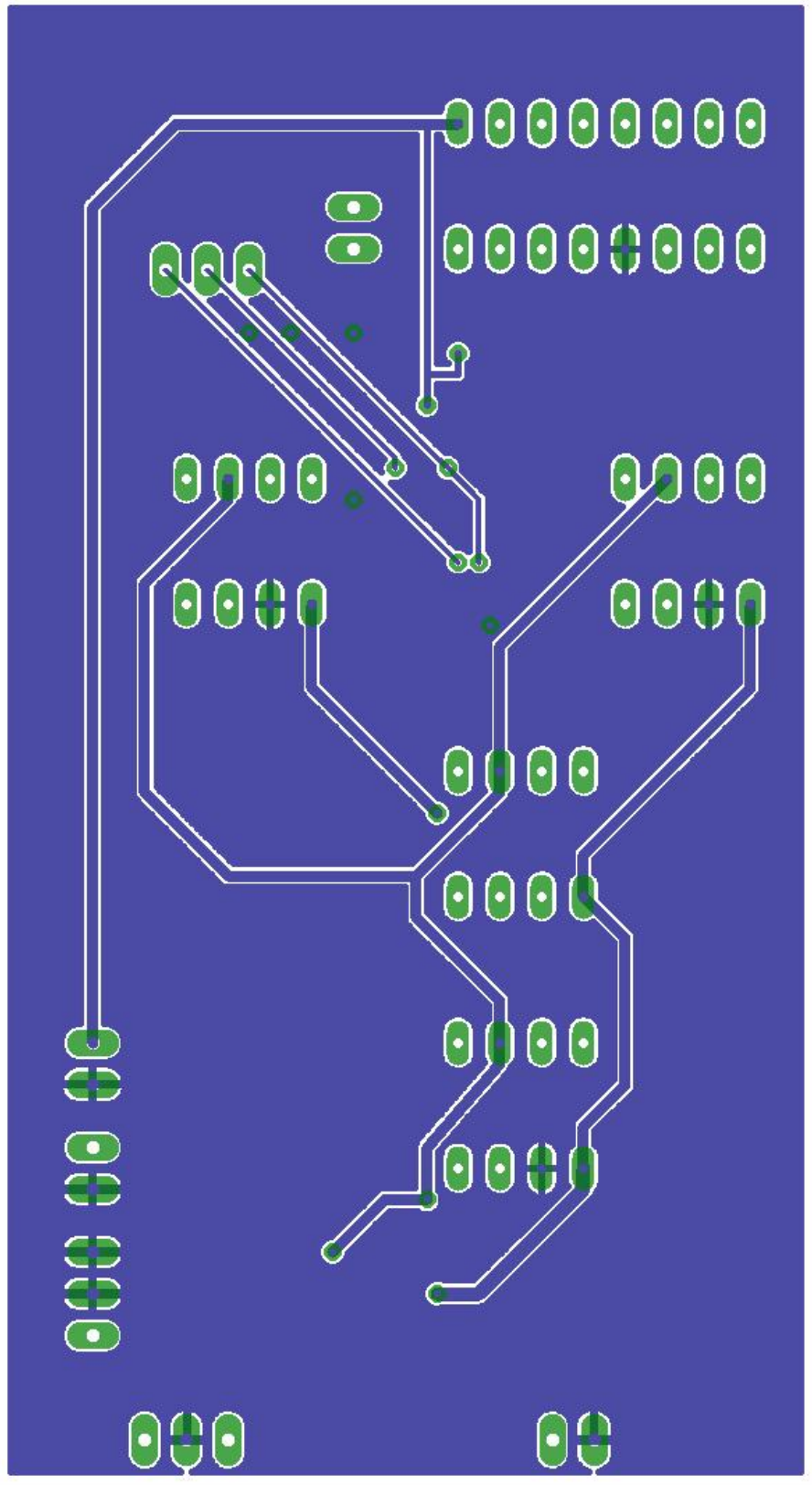


Figur A.4: Komponentskjema for dickekort

radint		26.04.2009 23:22:03	
Sheet: 1/1		6	



Figur A.5: Utlegg for Dickekort - topp



Figur A.6: Utlegg for Dickekort - bunn

Tillegg B

Elektronisk bibliotek

En CD-ROM er vedlagt denne oppgaven. Denne inneholder et elektronisk bibliotek. Her finnes en samling datablader tilknyttet komponenter benyttet i oppgaven og som det er referert til i teksten. Det er også vedlagt programmer benyttet under målinger, samt kildekode og programmer benyttet i kommunikasjonssystem og terminal. Matlab-programmer er ikke vedlagt, da disse nesten utelukkende har vært benyttet til utregninger og generering av grafiske presentasjoner av måledata. Dette ses på som elementært. Under er en oversikt over innholdet på denne CD-ROM'en.

Datablader: Denne mappen inneholder datablader til ulike komponenter som er en del av det radiometriske systemet og som det er henvist til i oppgaven.

Kildekode kommunikasjon: Kodefilene `node.c` og `terminal.c` implementerer applikasjonene for henholdsvis `node` og `terminal`. Hjelpfiler er vedlagt i undermappen `hjelpfiler`.

Labview-programmer: Inneholder LabView-programmer for måling av sensitivitet og instrumentdrift, samt terminal-program for det radiometriske systemet.

Eagle-utlegg: Denne mappen inneholder Eagle-skjema og utlegg for støykilde-, front-end- og Dicke-kortene. Bibliotekfilen `radiometer.lbr` inneholder symbol og pakkeutlegg til komponenter som ikke eksisterer i standardbiblioteket.

Tillegg C

Figurliste

Figurer

1.1	Undersøkellesmetoder for brystkreft.	2
1.2	Avbildningsmetoder.	3
1.3	Anvendelser av mikrobølgreradiometri.	4
2.1	Mikrostrip a) Geometri. b) Feltlinjer. [33]	8
2.2	N-ports nettverk [33].	10
2.3	Generelt to-ports system [33].	11
2.4	Generell forsterkerkrets [33].	15
2.5	Et idealisert radiometer [35].	26
2.6	Totaleffektradiometeret [35].	28
2.7	Dickeradiometeret [35].	30
3.1	Nivå-oppdeling av Zigbee-spesifikasjonen [41].	35
3.2	Sjerne- og "peer-to-peer" - topologi[49].	37
3.3	Nettverkstopologier støttet av ZigBee [25].	38
4.1	Blokkdiagram av radiometrisk system.	42
4.2	Oppgitt effektetthetsspektrum fra SMN3018 [64].	43
4.3	Bilde av støykildene. (1) SMN3018 chip. (2) Konnektor (3) Avkoblingskondensatorer. (4) Tilkoblingspunkt for forsyningsspenning.	44
4.4	Blokkdiagram for front-end.	45
4.5	Detektorkrets [50].	47
4.6	Bilde av front end. (1) Tilkoblingspunkt for antenne (2) Dempeledd (3) Switch (4) LNA i bypass (5) Aktive LNA (6) Lavpassfiltre (7) Høypassfiltre (8) Detektorkrets (9) Beskyttelseskrets for detektor (10) Tilkoblingspunkt for referanse.	48
4.7	Blokkdiagram av forsterkerdel.	49
4.8	Op-amp konfigurasjoner.	50
4.9	Blokkdiagram av Dicke-del.	52

4.10	Integratorkonfigurasjon.	53
4.11	Pulstog til front-end (C1) og pulstog for å aktivere integratorer (C2 og C3).	55
4.12	Pulstog til front-end (C1) og pulstog for å aktivere integratorer (C2 og C3) samt pulstog for å utlade integratorer (C4).	56
4.13	Bilde av Dicke-kort (1) Buffer-forsterker (2) Inverterende-forsterker (3) Potensiometer (4) Ikke-inverterende-forsterker (5) Optokobler (6) Integrator (referanse) (7) Switch (8) Integrator (signal) (9) Komparator.	57
4.14	Potensiometeroppsett [72].	58
4.15	eZ430-RF2480-komponenter [52].	60
4.16	Skjermdump av terminalvindu.	63
5.1	Simulering av S-parametere for switch.	66
5.2	Simulering av DC-block kondensatorer.	67
5.3	S_{11} og S_{22} for LNA-kaskade.	67
5.4	S_{21} av LNA-kaskade for 2 LNA (blå linje) og 3 LNA (grønn linje).	68
5.5	Simulering av S-parametre for bandpassfilteret.	69
5.6	S_{21} av filter for enkelt bandpass (blå linje), dobbel bandpass LLHH (grønn linje) og dobbel bandpass LHLH (rød linje).	69
5.7	Simulering av LNA-kaskade og filter (S_{21}).	71
5.8	Simuleringer av S-parametere for LNA-kaskade pluss bandpassfilter.	72
5.9	Simulering av effekttetthetsspektra.	72
5.10	S_{11} for ulike konfigurasjoner av detektorkrets.	73
5.11	Modeller for diode-simuleringer.	74
5.12	Simulering av diodeoppførsel.	75
7.1	Målt støyeffekt fra støykilder.	88
7.2	S-parametere for front end med ulike LNA-konfigurasjoner.	90
7.3	Indikatorer på svinginger i LNA-kaskade (3 aktive LNA). De markerte frekvenstoppene 1 og 2 er ved henholdsvis 3.22 og 3.81 GHz	91
7.4	Målt sensitivitet av front-end radiometer.	92
7.5	Instrumentdrift for front-end over 1 time. Måledata (blå) viser spenningen ut fra radiometerets front end. De prikkete linjene angir maksimal, minamal og gjennomsnittsspenning. Alle målepunkter mellom lilla og gul prikket linje ligger innenfor ett standardavvik fra gjennomsnittsspenningen.	93
7.6	Kontrollsignaler for styring av Dicke-system.	96

7.7	Oppladning av integratorer for lik driftsyklus.	98
7.8	Oppladning av integratorer for ulik driftsyklus.	99
7.9	Måling av stabilitet til system.	100
7.10	Systemrespons på variabel inngangseffekt. Heltrukne linjer er forventet utgangsverdi.	101
7.11	Skjermdump av terminal under måling	103
7.12	Fullstendig radiometrisk system under operasjon	103
A.1	Skjema og utlegg for støykildebrett	118
A.2	Komponentskjema for radiometerimplementasjon	119
A.3	Utlegg for radiometerbrett	120
A.4	Komponentskjema for dickekort	121
A.5	Utlegg for Dickekort - topp	122
A.6	Utlegg for Dickekort - bunn	123