

UWB-IR for biomedisinske sensornettverk

Håvard Lande

Master i elektronikk
Oppgaven levert: Juli 2007
Hovedveileder: Ilangko Balasingham, IET

Oppgavetekst

Det har de siste årene vært mye fokus på trådløse biomedisinske sensor nettverk. UWB-IR har en rekke unike egenskaper som gode multipath egenskaper, robusthet mot interferens, og lavt energiforbruk. Lite forskning er per i dag gjort rundt det fysiske laget i et Body Area Network (BAN), og hvilke begrensninger det fysiske laget vil ha når UWB-IR signalet forplanter seg rundt kroppen. Når nodene er plassert så nære kroppen vil dette klart stille større utfordringer til transmisjonssystemet både på grunn av den direktive effekten som vil oppstå når små antenner monterte så tett på kroppen, og på grunn av skjermingen som vil oppstå når nodene er monterte på ulike sider av kroppen.

I denne oppgaven modelleres og simuleres UWB-IR basert BAN med hensyn på signalforplantning i kroppsnære omgivelser. Blant annet basert på resultatene fra simulering av det fysiske laget skal det kort bli sett på muligheten for krysoptimering mot de andre lagene for å kunne konstruere et mer optimalt transmisjonssystem for lav-rate biomedisinske sensorer.

Oppgaven gitt: 22. januar 2007
Hovedveileder: Ilangko Balasingham, IET

Forord

Denne masteroppgaven har jeg skrevet som en siste avslutning av sivilingeniørstudiet i elektronikk ved Norges tekniske-naturvitenskaplige universitet. Min spesialiseringsrettning er multimedia og signalbehandling. Jeg føler at denne oppgaven har bidratt til å gi meg økt forståelse innenfor feltet signalbehandling, og ikke minst trådløs kommunikasjon.

Jeg vil først benytte anledningen til å takke veileder og faglærer Ilangko Balasingham som har bidratt under hele masteroppgave. Jeg vil også takke Torbjørn Ekman, Tor Ramstad, og Tor Sverre Lande som har bidratt med mange gode faglige diskusjoner og innspill. Jeg vil også rette en stor takk til Andrew Fort som har vært med på å utvikle kanalmodellen benyttet i simuleringene, og har også tatt seg tid til å bidra med mange faglige vurderinger både i forhold til ting jeg har lurt på, og også i forhold til resultatene mine. Uten arbeidet han har gjort rundt kanalmodellering ville heller ikke denne oppgaven vært mulig. Til slutt vil jeg takke NTNU for mange fine år som student

Trondheim, 10. juli 2007.

Håvard Lande

Sammendrag

Ved behandling og restitusjon av pasienter må pasientenes kroppsfunksjoner overvåkes. Typiske funksjoner som må overvåkes er blodtrykk, elektrokardiogram og akselerometerdata. Dette er til nå stort sett gjort ved å benytte kabelbaserte løsninger og en overgang til en trådløs teknologi vil kunne føre til større bevegelsesfrihet hos pasientene. En trådløs teknologi gir også mulighet for å overvåke pasientene utenfor sykehuset fire vegger. Et større velvære og et kortere opphold på sykehuset vil kunne bidra til en kortere restitusjonstid for pasientene.

Ultra-Wide-Band Impulse Radio (UWB-IR) er en teknologi som har fått stor oppmerksomhet de siste årene på grunn av en rekke unike egenskaper som god gjennomtrengning av objekter, sikker overføring, lite støy, gode flerveiseegenskaper, mulighet for nøyaktig posisjonering, og lavt energiforbruk sammenliknet med andre trådløse kommunikasjonsteknologier. Fokuset på UWB-IR teknologien startet i 2002 da Federal Communications Commission (FCC) i USA frigjorde en stor båndbredde (3.1-10.6 GHz) til bruk ved lave sendereffekter (-41.3 dBm/MHz EIRP). UWB-IR teknologien benytter seg av en teknikk som baserer seg på å sende veldig korte pulser (i størrelsesorden nanosekunder) med høy rate. Båndbredden til signalet vil da være begrenset av pulsen som benyttes. Ofte benyttes ulike ordens deriverte gaussiske pulser da effektspekteret til disse pulsene vil lett kunne tilpasses for å oppfylle FCC kravet.

Da trådløse biomedisinske sensornettverk benyttes til overvåkning av vitale kroppsfunksjoner, stiller dette strenge krav til transmisjonssystemet både med hensyn til stabilitet, robusthet og energiforbruk. Når sensornodene er montert så tett på kroppen vil dette gjør det vesentlig mer krevende å oppfylle disse kravene på grunn av den direkte effekten som vil oppstå når små antenner er montert så tett på kroppen, og på grunn av skjermingen som vil oppstå når nodene er montert på ulike sider av kroppen. Lite forskning er i dag gjort rundt ytelsen til et UWB-IR basert transmisjonssystem når signalet forplanter seg rundt kroppen. I oppgaven er det derfor først ved simulering sett på ytelsen til det fysiske laget når trådløse sensornoder er montert rundt på kroppen.

Det er i simuleringen både blitt benyttet en vanlig 2-PPM-TH korrelasjonsmottaker, og en RAKE mottaker som utnytter multi-path (MP) forplantningen til signalet. Det er også blitt sett på muligheten for å øke antall pulser per bit for å redusere BER uten å øke sendereffekten. Nodene er blitt plassert rundt på ulike steder på kroppen for å se hvordan dette vil påvirke ytelsen

til systemet. Simuleringene er basert på en meget avansert kanalmodell som er utviklet av IMEC som er en belgisk forskningsinstitusjon. Denne modellen har også blitt godkjent som test modell for den nye 802.15.4a lav-rate UWB standarden. Modellen tar både hensyn til komponenter som skyldes diffraksjon rundt kroppen, og refleksjoner fra rommet rundt.

Da FCC har satt strenge begrensninger på sendereffekten, vil det være viktig å utnytte den tilgjengelige båndbredden best mulig. Det er derfor sett på ulike metoder som kan benyttes for å få et spekter som best mulig fyller FCC emisjons masken. Dette inkluderer blant annet tilpassning av spredekoden, og bifasekoding av pulsene. Basert på simuleringene er det kommet frem til en rekke faktorer som vil være viktig for å kunne tilby et mest mulig effektivt og optimalt transmisjonssystem både med hensyn på robusthet, kompleksitet og energiforbruk.

Bifasekoding har vist seg å være ekstremt effektivt for å unngå toppler i spektert, og dermed kunne øke sendereffekten. Dersom det benyttes en lang nok sekvens på bifasekoden, vil effektspektraltettheten (PSD) til det utsendte signalet tilsvare PSD til en enkelt puls. Noe som gjør det vesentlig enklere å konstruere et transmisjonssystem som oppfyller FCC kravene, for det vil da ikke være nødvendig å ta hensyn til modulasjonen av pulsene. Korreksjon for forvrengningen og MP forplantningen til signalet har vist seg å være helt avgjørende for å kunne få tilfredsstillende prestasjon på transmisjonssystemet. Dette gjelder spesielt noder som er plassert på ulik side av kroppen. Når en RAKE mottaker benyttes vil det på grunn av kompleksiteten være fordelaktig å tilpasse antall fingre i mottakeren basert på posisjonen til noden. Når mottakeren er plassert på fremsiden av kroppen, vil henholdsvis 1,4, og 8 fingre i mottakeren være optimalt når sendernodene er montert på fremsiden, siden, og baksiden av kroppen.

Den store spredningen av MP komponenter har vist seg å gi opphav til vesentlig intersymbolinterferens dersom dette ikke tas hensyn til i transmisjonssystemet. Når 2-PPM-TH benyttes vil dette kunne gjøres ved å tilpasse TH koden for å sikre tilstrekkelig avstand mellom etterfølgende pulser. For å få tilfredsstillende BER vil det også være nødvendig å benytte flere pulser per bit. Når en RAKE mottakeren plassert på fremsiden av kroppen benyttes, har henholdsvis 1-2, 5-6, og 11-15 vist seg å gi tilfredsstillende ytelse for mottak fra noder som befinner seg på fremsiden, siden, og baksiden av kroppen.

Det er også blitt sett på ulike metoder for krysslagsoptimering, og resultatene fra BAN simuleringen er blitt benyttet for å kunne vurdere deler av disse. Krysslagsoptimering går i hovedsak ut på å utveksle informasjon på tvers av lagene som ellers ikke vil være tilgjengelig i tradisjonell laginndeling som

for eksempel i OSI-modellen. I stede for å se på lagene individuelt vil det ved å åpne mellom lagene kunne konstruere en mer optimal totalløsning. Det er blitt sett på 3 mulige krysslagsmetoder. Dette inkluderer forenklet ruting ved krysoptimering mellom nettverk- og MAC laget, krysoptimering som utnytter posisjonering og krysoptimering mellom det fysiske laget og MAC laget. Til slutt er det blitt sett på en MAC protokoll med navnet DCC-MAC som utnytter krysoptimering mot det fysiske laget.

Det er kommet frem til at krysoptimering som utnytter posisjonering vil kunne benyttes for tilpassning av TH koden, og dermed unngå ISI. DCC-MAC har også en del egenskaper som trolig vil kunne gi økt ytelse i et biomedisinsk sensornettverk. Dette inkluderer blant annet dynamisk kanalkoding, og Interference Mitigation som er en metode for å bedre kunne håndtere pulskollisjoner. Derimot vil det trolig være nødvendig å gjøre noen tilpassninger av protokollen for å bedre kunne håndtere effekten av ISI.

Innhold

1	UWB	3
1.1	Pulsbasert Ultra Wide Band (UWB) løsning	5
1.1.1	Spekter matching	6
1.2	Fordeler og ulemper	8
1.3	Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)	9
2	Biomedisinsk sensor nettverk	11
3	BAN-Simulering	15
3.1	Body Area Network (BAN) Kanalmodellering	18
3.1.1	Diffraksjon Rundt Kroppen	20
3.1.2	Refleksjon i innendørs omgivelser	23
3.2	Beskrivelse av transmisjonssystemet	27
3.2.1	2-Puls Posisjon Modulasjon (PPM)-Time Hopping (TH) UWB sender	27
3.2.2	2-PPM mottaker.	28
3.2.3	RAKE Mottaker	30
3.3	Implementering	31
3.3.1	Generering av utsendt signal	32
3.3.2	Basisbåndrepresentasjon	33
3.3.3	Generering av mottatt signal	34
3.3.4	Parametervalg for transmisjonssystemet	35
3.3.5	Implementasjons Betraktninger	36
3.4	Spektermatching	37
3.4.1	Sprednings koding	39
3.4.2	Bifasekoding	40
3.5	Diskusjon og Resultater	42
3.5.1	Vanlig Korrelasjonsmottaker	42

3.5.2	RAKE Mottaker	49
4	Krysslag optimering	67
4.1	Felles nettverk- og Medium Access Control (MAC) lag ruting i et multihopp UWB nettverk	68
4.2	Kryss optimering som utnytter posisjonering.	68
4.3	PHY-Aware MAC	69
4.3.1	Viktige implementasjonsfaktorer for interferenskontroll:	71
4.3.2	Destinasjonskontroll:	72
4.3.3	Sovehåndtering av nodene:	73
4.4	Eksempel på PHY-Aware MAC protokoller	74
4.4.1	DCC-MAC:	74
5	Konklusjon	81
	Bibliografi	85
	Akronymer	89

Figurer

1.1	Federal Communications Commission (FCC) Innendørs spektermaske for UWB[37].	4
1.2	Effektspektraltetthet (PSD) for økende ordens deriverte gaussiske pulser[4].	8
1.3	Frekvensbånd inndelingen i OFDM sitt forslag[26].	10
3.1	Illustrasjon av plasseringen til sensornodene og mottakeren på kroppen.	17
3.2	Fordeling av det elektromagnetiske feltet i og rundt kroppen 5 ns etter en utsendt puls[21].	19
3.3	Posisjonen til antennene ved måling av diffraksjon rundt kroppen[11].	20
3.4	Path loss rundt kroppen ved 5 mm avstand mellom kroppen og antenne[11].	21
3.5	Plantegning over rommet som målingene for BAN modellen er blitt tatt[11].	24
3.6	Gjennomsnitts PDP for mottakeren montert på siden av kroppen[11].	25
3.7	2-PPM-TH UWB sender[4].	27
3.8	Blokkdiagramet til en optimal 2-PPM-TH mottaker, for ortogonale pulser i en Additiv hvit Gaussisk støy (AWGN) kanal[4].	29
3.9	Blokkdiagramet til RAKE mottakeren[4].	31
3.10	Utsendt puls tilsvarende en 15 ordens deriverte Gaussisk puls med $\alpha = 0.57ns$	33
3.11	Viser deteksjonen av en utsendt puls tilsvarende '0' for node 1.	36
3.12	PSD til S(t) ved $P_s = -15dBm$	38
3.13	Glattet PSD for S(t) ved $P_s = -15dBm$	38
3.14	PSD til S(t) ved $P_s = -20dBm$	39
3.15	Glattet PSD for S(t) ved $P_s = -20dBm$	39
3.16	PSD til bifasekodet S(t) ved $P_s = -15dBm$	41

3.17	Bifasekoding av utsendt pulsrekke, uten PPM -TH modulasjon.	42
3.18	Glattet PSD for tilfeldig bifasekodet $S(t)$ ved $P_s = -15dBm$.	43
3.19	PSD for en utsendt puls ved $P_s = -15dBm$.	43
3.20	Bit Error Rate (BER) ved økning av N_s når alle nodene sender samtidig.	43
3.21	BER ved økning av N_s når kun en node sender av gangen.	43
3.22	Deteksjon av mottatt signal fra node 4 med 2-PPM-TH mottakeren.	47
3.23	Desisjonsvariablene Z_0 (blå) og Z_1 (rød) ved pulsrekke tilsvarende 0 for node 4.	48
3.24	Desisjonsvariablene Z_0 (blå) og Z_1 (rød) ved pulsrekke tilsvarende 1 for node 4.	48
3.25	Absoluttverdi av basisbåndrepresentasjonen til mottatte pulser i snitt basert på 15000 kanalrealiseringer.	50
3.26	BER ved økning av antall fingre i RAKE mottakeren ved påvirkning av ulike former for støy.	51
3.27	Prosentvis reduksjon i BER i forhold til å bruke kun 1 finger i mottakeren.	53
3.28	Pullskollisjon som følge av Intersymbol Interferens (ISI) for node 4.	57
3.29	Prosentvis reduksjon i BER ved ISI fri transmisjon.	59
3.30	BER ved ulike SNR for node 1-4.	61
3.31	Gevinst i ved å benytte foreslåtte RAKE implementasjon i forhold til en vanlig 2-PPM korrelasjonsmottaker	61
3.32	BER ved økning av N_s for RAKE mottakeren med foreslåtte parametere.	64
4.1	Lagene som er involvert i de ulike krysslag metodene.	67
4.2	Et overordnet blokkdiagram for DCC-MAC protokollen	74
4.3	Overføring av data ved kanalkoding og privat MAC[18].	78
4.4	Viser overføringsraten for DCC-MAC sammenliknet med andre MAC protokoller[18].	80

Tabeller

3.1	Sensor og avstandsinformasjon.	18
3.2	Parametere for pathloss modell for 5 mm avstand mellom kroppen og antennene	22
3.3	Parametere for innendørs rommodell.	24
3.4	Prosentvis reduksjon i BER i forhold til å benytte 1 finger i RAKE mottakeren.	56
3.5	Reduksjon i BER ved ISI fri transmisjon når en node sender av gangen.	60
3.6	Parametervalg og ytelse for transmisjonssystemet i et BAN. . .	65

Innledning

Innenfor helsesektoren har det lenge vært fokus på å utvikle trådløse sensornettverk for overvåking av pasienters ulike kroppsfunksjoner. Ved å benytte trådløse sensorer i motsetning til dagens kabelbaserte løsning, vil dette være med på å gi pasientene økt velvære som følge av større bevegelighet, samt også muligheten for overvåking av pasientens kroppsfunksjoner selv utenfor helseinstitusjonens fire vegger. Flere studier har også vist at større velvære og kortere oppholdstid på sykehuset er med på å redusere restitusjonstiden hos pasientene. For at et trådløst sensornettverk skal kunne benyttes på for eksempel et sykehus er det en rekke faktorer som må være oppfylt.

For det første må sensorene være så små at de kan monteres på pasienten uten å begrense pasientens bevegelighet. Et annet krav vil eventuelt også være at sensoren må være liten nok til å kunne opereres inn i pasienten. Sensorene vil ofte være batteridrevet slik at en kritisk faktor vil være energiforbruket. Samtidig vil flere typen sensorer måtte opereres inn hos pasienten, og det settes derfor ofte som krav at sensoren skal ha en levetid på 10 år uten at batteriet må byttes ut. Da nettverket skal benyttes for overvåking av vitale kroppsfunksjoner er høy stabilitet og robusthet en forutsetning for denne typen nettverk. For å utvikle et tilfredsstillende sensor nettverk for helsesektoren inkluderer dette altså en rekke utfordringer. En avgjørende faktor for energiforbruket i sensorene vil være hva slags kommunikasjonsprotokoll som blir benyttet. Samtidig vil også valg av nettverksstruktur være avgjørende. Det finnes i dag flere ulike standarder for trådløs kommunikasjon. De mest populære inkluderer blant annet ZigBee, Bluetooth og Ultra-Wide-Band Impulse Radio (UWB-IR). ZigBee og Bluetooth er allerede godt etablerte standarder og benyttes i dag blant annet for kommunikasjon mellom mobiltelefoner, og i industrielle sensor nettverk. UWB-IR er derimot en veldig ny kommunikasjonsteknologi, og har tidligere stort sett blitt benyttet til radar.

UWB-IR teknologien baserer seg i utgangspunktet på å danne et radiosignal med lav sendereffekt, og stor båndbredde. Denne teknologien har de siste årene fått stor oppmerksomhet fordi den kan tilby en rekke unike egenskaper som god gjennomtrengning av objekter, sikker overføring, lite støy, gode flerveisegenskaper, mulighet for nøyaktig posisjonering, og lavt energiforbruk sammenliknet med andre trådløse kommunikasjonsteknologier. Dette er egenskaper som vil være viktig ved utvikling av et lav-rate biomedisinsk sensornettverk.

Denne oppgaven vil ha fokus på bruken av UWB-IR som kommunikasjonsløsning for et trådløst biomedisinsk sensor nettverk. Det vil først ved simulering bli sett på det fysiske laget, og hvordan egenskapene til UWB-IR kan utnyttes for å løse ulike utfordringer ved forplantning av signalet rundt kroppen. Blant annet basert på resultatene fra simulering av det fysiske laget vil det kort bli sett på hvordan krysoptimering mellom det fysiske laget og de andre lagene i kommunikasjonsprotokollen kan utnyttes for å kunne konstruere et mer optimalt transmisjonssystem for lav-rate biomedisinske sensorer.

Kapittel 1

UWB

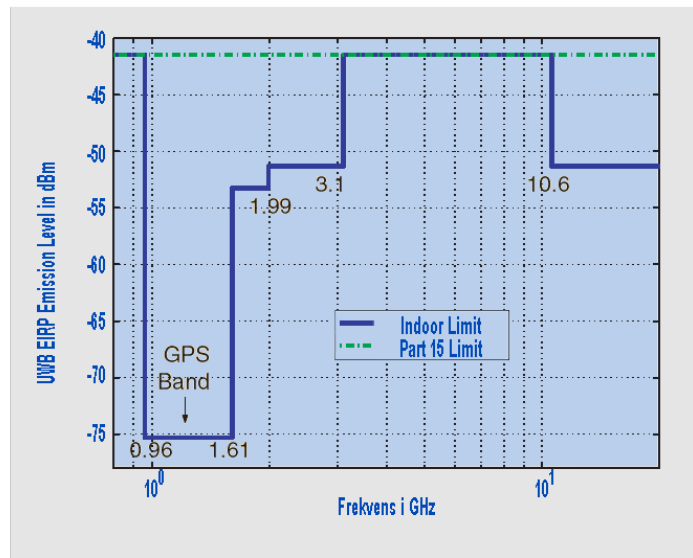
Ultra Wide Band (UWB) er en teknologi som i dag er i rask utvikling. Det hele startet i 2002 da Federal Communications Commission (FCC) i USA frigjorde et stort frekvensområde med ulisensiert frekvensbånd til bruk ved veldig lave effekter. Denne båndbredden befinner seg i frekvensområde 3.1-10.6 GHz, med tillatt sendereffekt tilsvarende en Equivalent isotropically radiated power (EIRP) på -41.3 dBm/Mhz. Der EIRP tilsvarer den utstrålte effekten som trenges for en isotrop antenne (som jevnt fordeler utstrålt effekt i alle retninger) for å gi samme maksimal effektetthet i retningen der antennen har størst gain[32][15]. Figur 1.1 viser inndørs emisjonsmaske satt av FCC . Det er viktig å unngå interferens med GPS båndet som er merket av til venstre i figuren. UWB er definert som transmisjonssystemer som enten har en -10 dB *fractional* båndbredde på mer enn 0.2, eller har en -10 dB båndbredde på mer enn 500 MHz. *Fractional* båndbredden er altså definert som den totale båndbredden B delt på senterfrekvensen f_c . Matematisk kan dette beskrives ved følgende uttrykk:

$$Fractional\text{B}aandbredde : \frac{(f_H - f_L)}{\frac{(f_H + f_L)}{2}} = \frac{B}{f_c} > 0,2 \quad (1.1)$$

$f_H = \text{Øvere} - 10\text{dBpunkt}$.

$f_L = \text{Nedre} - 10\text{dBpunkt}$.

$$eller, B = (f_H - f_L) \geq 500\text{MHz} \quad (1.2)$$



Figur 1.1: FCC Innendørs spektermaske for UWB[37].

Tradisjonelt har UWB signalet blitt dannet ved å sende mange veldig korte pulser, typisk i størrelsesorden nanosekunder, i stedet for å benytte kontinuerlige bæreølger slik som i ordinær smalbandstransmisjon. Denne pulsbaserte teknikken ble opprinnelig brukt i militære radar applikasjoner, og blir ofte omtalt som Impuls Radio (IR). Da frekvensbandet ble tilgjengelig i 2002 var det stor interesse rundt å benytte UWB til trådløs kommunikasjon. Men det var samtidig delte meninger om det burde benytte en standard som baserer seg på den gamle IR teknikken, eller benytte seg av kontinuerlige bæreølger. Slik som det ser ut i dag er det i hovedsak to UWB-teknologier som har fått størst oppmerksomhet, pulsbasert UWB og MultiBand (MB) UWB som kombinerer frekvenshopping med OFDM. Pulsbasert UWB kan igjen deles inn i pulsbasert TH UWB, og pulsbasert Direct Sequence (DS) UWB. Denne oppgaven vil ha fokus på pulsbasert UWB, på grunn av en rekke unike egenskaper som viser seg å være spesielt interessante for bruk i medisinske applikasjoner, men MB-OFDM vil kort bli presentert for å gi et overordnet oversikt over dagens UWB teknologi [28][37].

1.1 Pulsbasert UWB løsning

I pulsbasert UWB sendes informasjon ved å benytte veldig korte pulser (i størrelsesorden nanosekunder) som sendes med veldig høy rate. For modulasjon av pulstøget er det vanligst å benytte enkle modulasjons metoder som Puls Amplitude Modulasjon (PAM), ON-OFF Keying (OOK) og Puls Posisjon Modulasjon (PPM). Med utgangspunkt i binær modulasjon og en puls per bit kan pulsmodulasjon på generell form beskrives ved:

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} b_n^0 p(t - nT_b - \frac{\epsilon}{2}(1 - b_n^1)) \quad (1.3)$$

E_b er sendt energi per bit.

$p(t)$ er impulsresponsen til pulsformings filteret.

T_b er bit intervallet.

b_n^0 og b_n^1 er relatert til informasjonsbit og modulasjons metode.

Ved PPM moduleres pulstøget ved å endre pulsens posisjon i tid. For å få til dette settes b_n^0 til 1 og $b_n^1 \in \{-1, 1\}$. Det sendte signalet $S(t)$ vil da få en konstant amplitude, mens pulsens posisjon langs tidsaksen vil endre seg alt etter om det er '0' eller '1' bit som sendes. ϵ utgjør da tidskiftet relativt til tidsreferansen når et '0' bit (tilsvarende -1) sendes. Ved binær PAM holdes en fast avstand mellom pulsene og det utsendte signalet moduleres ved å endre amplituden på pulsene. Dette gjøres ved å sette b_n^1 til 1 og $b_n^0 \in \{-1, 1\}$. Det er altså b_n^0 som inneholder informasjonen om datasekvensen og amplituden endres alt etter om det er '0' eller '1' bit som sendes. Ved OOK settes b_n^1 til en og $b_n^0 \in \{0, 1\}$. Dette er altså også en form for amplitude modulasjon, men i forhold til PAM så sendes pulser kun når en '1' bit forekommer. For å støtte flere brukere på samme kanal benyttes som regel TH eller DS spredt spektrum. Ved TH kan det sendte signalet til den i 'te brukeren på generell form skrives som [36][28]:

$$S_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} b_{i,n}^0 \sum_{j=0}^{N_s-1} p(t - nT_b - jT_s - h_{i,nN_s+j}T_c - \frac{\epsilon}{2}(1 - b_{i,n}^1)) \quad (1.4)$$

N_s er antall pulser som benyttes til å representere et bit (Repetisjons koder).

T_s er puls repetisjons intervallet ($T_s = N_s/T_b$).

$h_{i,n}$ er i 'te brukers pseudotilfeldige hoppe sekvens.

For DS-UWB kan det sendte signalet til den i 'te beskrives ved:

$$S_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} b_{i,n}^0 \sum_{k=0}^{N_c-1} a_{i,k} p(t - nT_b - kT_c - \frac{\epsilon}{2}(1 - b_{i,n}^1)) \quad (1.5)$$

N_c er antall chips som benyttes for å representere et bit
 $a_{i,k} \in \{-1, 1\}$ er den k 'te chipen til den i 'te brukers pseudotilfeldige sekvens

PPM-TH teknikken er benyttet i simuleringen, og vil derfor bli grundigere beskrevet i kap 3.2.

1.1.1 Spekter matching

En del av utfordringen rundt UWB er å utnytte den tilgjengelige båndbredden best mulig, uten å bryte de begrensningene satt av FCC . I pulsbasert UWB løsninger vil man som regel kun ha én fysisk kanal, så for å kunne sende med størst mulig effekt er det derfor viktig at denne strekker seg over størst mulig del av det tilgjengelige spekteret. Den maksimale tillatte sendereffekten (gitt i EIRP) basert på båndbredden til det utsendte signalet vil være gitt ved å integrere over PSD masken $P_{maske}(f)$ vedtatt av FCC , som vist i figur 1.1. EIRP er gitt ved $EIRP = W_s \cdot G_A$, der W_s er totalt overført effekt fra sender til antenne, og G_A er antenne forsterkning. Ved perfekt matching mellom sender og antenne vil W_s bli lik effekten fra senderen P_s . Antenne forsterkning vil være avhengig av direktiviteten til antennen, og for en isotropisk antenne vil $G_A = 1$ [15].

Maksimal tillatte EIRP for et signal som befinner seg innenfor et frekvensområde fra f_l til f_h vil da være gitt ved:

$$EIRP_{max} = \int_{f_l}^{f_h} P_{maske}(f) df \quad (1.6)$$

Da masken i området 3.1-10.6 GHz tillater en sendereffekt på -41.3 dBm per MHz, vil $EIRP_{max}$ i dBm være gitt ved:

$$EIRP_{max(dBm)} = -41.3 + 10 \log_{10}(B/1) \quad (1.7)$$

Der B er båndbredden på det utsendte signalet gitt i MHz. Ved å benytte et signal som perfekt fyller spekteret i området 3.1-10.6 GHz vil integrasjon over FCC masken gi en maksimal tillatt sendereffekt på 0.55mW, tilsvarende -2.8dBm. FCC har også satt et krav i forhold til instantan sendereffekt for å forhindre at det skal være mulig å sende med veldig høy sendereffekt ved korte tidspunkt og så vente en stund før neste puls sendes, og dermed fortsatt overholde kravet til gjennomsnittlige sendereffekt. Dette instantane kravet vil i følge [31] være overholdt så lenge det benyttes en Puls Repetitionsfrekvens (PRF) på over 1 MHz. Det vil da kun være nødvendig å forholde seg til det gjennomsnittlige EIPR kravet.

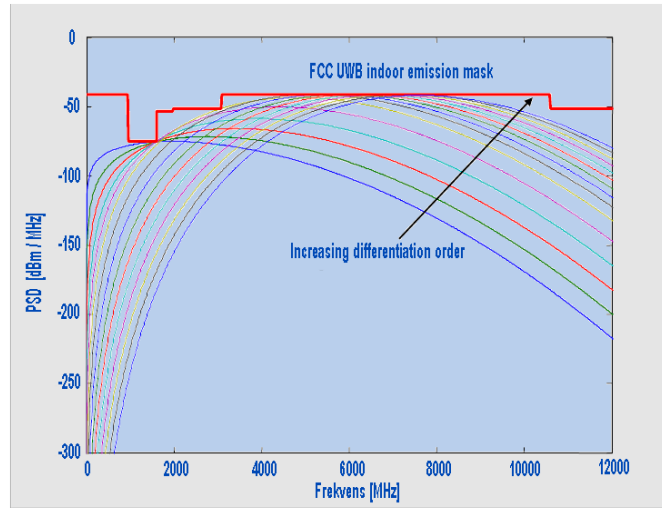
PSD til det utsendte signalet vil være avhengig av hvilken puls form som benyttes og hvordan disse pulsene bli plassert i tid. Den pulsformen som blir mest brukt er ulike variasjoner av gaussiske pulser. Dette fordi den har en PSD som lett vil kunne tilpasses emisjonsmasken. Det kan vises at effektspekteret til signal med etterfølgende gaussiske pulser, vil bestå av mange korte spektrallinjer, der båndbredden er begrenset av PSD tilsvarende en enkelt puls[28][31]. Dersom pulsene plasseres periodisk i tid vil dette oppstå som spektrallinjer i PSD. Dette er ikke ønskelig fordi det vil medføre at sendereffekten må reduseres for å unngå at disse toppene skal bryte med emisjonsmasken. Det er derfor viktig å få spredd pulsene best mulig tilfeldig rundt i tid. Ved å benytte en tilfeldig spredningskode slik som TH eller DS for Multi-bruker aksess (MA), vil også bidra til en glatting av effektspekteret. Denne glattingen er et resultat av at det oppnås en økning i antall spektrallinjer i form av harmoniske komponenter, slik at mye av effekten vil bli fjernet fra toppene og plassert utover frekvensbåndet. En bedre fylling av emisjonsmasken vil altså tillatte en økt sendereffekt.

Den gaussiske pulsen kan uttrykkes ved:

$$p(t) = \pm \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} = \pm \frac{\sqrt{2}}{\alpha} e^{-\frac{2\pi t^2}{\alpha^2}} \quad (1.8)$$

der $\alpha^2=4\pi\sigma^2$ kalles formingsfaktoren, og vil kunne justeres for å tilpasse spekteret. En reduksjon av α vil gi en kortere puls, og samtidig en økning i båndbredden til utsendt signal. For å best mulig kunne fylle det tilgjengelige spekteret er det viktig at senterfrekvensen ligger riktig plassert i emisjonsmasken. Senterfrekvensen til det utsendte signalet kan endres ved å benytte høyere ordens deriverte av den gaussiske pulsen. Dette kan tydelig ses i figur 1.2 der senterfrekvensen gradvis flyttes oppover i frekvens etter som høyere ordens deriverte av den gaussiske pulsen benyttes [28]. Et praktisk eksempel på spekterforming, og bruk av ulike teknikker for å få et spekter som bedre

fyller emisjonsmasken er gitt i kapittel ??.



Figur 1.2: PSD for økende ordens deriverte gaussiske pulser[4].

1.2 Fordeler og ulemper

Fordeler:

- Stor tilgjengelig båndbredde - Basert på Shannons teorem vil kanalkapasiteten øke lineært med båndbredden og minke logaritmisk basert på Signal Støyforhold (SNR). UWB vil derfor, basert på den store båndbredden, kunne tilby høye rater selv ved lave SNR.
- Enkel sender - Da UWB signalet kun består av enkle etterfølgende pulser, vil dette lett kunne realiseres ved å benytte tidsforsinkelser. Senderen krever derfor lite ressurser og energi.
- Gode refleksjons egenskaper - Korte pulser egner seg i omgivelser med mye refleksjon. Det vil kunne benyttes en RAKE mottaker (kap: 5.3.1) som utnytter refleksjonen til Ultra Wide Band Impulse Radio (UWB-IR) signalet, og vil derfor kunne bidra til lavere feil transmisjon.
- Høy tidsoppløsning - Den høye tidsoppløsningen til UWB pulsene kan benyttes til veldig nøyaktig posisjonering av nodene. Dette kan også utnyttes til en mer optimal ruting.

- Sikker transmisjon - UWB vil kunne tilby en sikkert transmisjon fordi den opererer med et effektspekter som normalt sett vil være lavere enn støyen fra omgivelsene. Mottakeren må derfor kjenne pulsfordelingen til senderen for å kunne dekode utsendt signal.
- Mange kanaler - Ved å benytte en form for kanaldeling som TH eller DS vil den korte tidsvarigheten på pulsene muliggjøre veldig mange kanaler uten stor sannsynlighet for pulskollisjoner. Ved å tildele ulike TH og DS sekvenser til senderne vil man derfor kunne tillate samtidig transmisjon, uten store problemer med interferens mellom senderne.

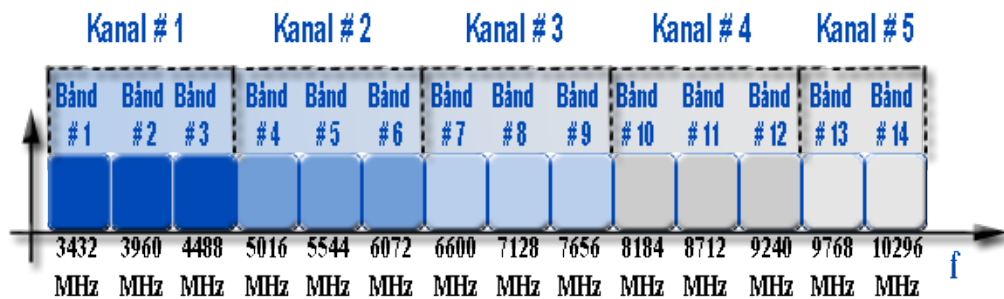
Ulemper:

- Lang kanaltilegningstid - Dette skyldes strenge krav til synkronisering mellom sender og mottaker.
- Kompleks mottaker - Krever Analog-til-Digital konvertere og Digital Signal Processor (DSP) med høy hastighet fordi den må benytte en veldig høy samplingfrekvens som resultat av de høye frekvenskomponentene. For å unngå aliasing har vi fra Nyquist teorem at samplingsfrekvensen må minst være 2 ganger båndbredden til det analoge signalet. Ved å benytte et frekvensbånd i område 3.1-10.6 GHz, må det i følge Nyquist samplingsteorem minst benyttes en samplingsfrekvens på $2B = 2 \cdot 7.5 = 15 \text{ GHz}$ for å unngå aliasing. Dette gjør det også veldig utfordrende å lage en lav effekt UWB mottaker. Det er fortsatt en rekke utfordringer som står igjen rundt konstruksjon av en effektiv laveffekt UWB mottaker, og det er derfor å regne som en av de største utfordringene for å effektivt kunne utnytte UWB teknologien.
- Begrenset rekkevidde - UWB-IR signalet har begrenset rekkevidde. Dette fordi FCC har satt strenge krav til sendereffekten for å unngå interferens med annen radiotransmisjon. Ved å benytte en vanlig antenne vil UWB signalet kun ha en rekkevidde på 10-20 meter, men med en mer kompleks forsterkende antenne vil den kunne nå opp til en kilometer[38].

1.3 Multiband OFDM

MB-OFDM metoden er en UWB teknologi som ble først foreslått av Multi-Band OFDM Alliance (MBOA) som var en organisasjon bestående av mer enn 45 globalt ledene teknologiselskap. Denne organisasjonen har nå slått seg sammen med WiMedia Alliance som også jobber med å få en UWB standard.

Den nye organisasjonen går nå under navnet WiMedia Alliance Inc[9]. MB-OFDM metoden benytter seg for det første av en multibånd teknikk ved å dele det tilgjengelige spekteret på 7,5 GHz opp i flere mindre delbånd på 528 MHz. Dette gjør det mulig å selektivt implementere kun deler av det tilgjengelige spekteret. Lovverket for tildeling av frekvensspekteret er ulik verden over, slik at muligheten for å dynamisk kunne operere på kun deler av spekteret er en viktig funksjon for en internasjonal standard. Båndinndelingen som er gjort i OFDM sitt forslag baserer seg på 5 logiske kanaler som videre innholder henholdsvis 2-3 delbånd. I følge OFDM sitt forslag skal den første logiske kanalen være obligatorisk, mens de 4 resterende skal være valgfritt for bruk i UWB enheter [26].



Figur 1.3: Frekvensbånd inndelingen i OFDM sitt forslag[26].

Kapittel 2

Biomedisinsk sensor nettverk

I et biomedisinske sensornettverk benyttes ulike sensorer for å overvåke ulike kroppsfunksjoner. Dette kan for eksempel være Elektrokardiografi (EKG), blodtrykk, eller oksygenivået i kroppen. Det finnes flere ulike bruksområder for denne typen nettverk. Dette kan for eksempel enten være trådløs overvåking av pasientens kroppsfunksjoner under en operasjon, eller trådløs overvåking av pasienter i sitt eget hjem. At sensorene er trådløse vil både bidra til større bevegelighet for pasienter som er under overvåking, og samtidig gjøre at man slipper å ha kabler som kan komme i veien under en operasjon. Ved trådløs overvåking av pasienter i hjemmet vil informasjon om pasientens helsetilstand kunne lagres i en basestasjon, for så videre kunne overføres til en lege eller annet helsepersonell over internett. Pasienten slipper derfor å dra til sykehuset, noe som er en fordel for pasienten, samtidig som det bidrar til å redusere belastningen på dagens helsevesen. En slik trådløs overvåking i hjemmet vil også kunne programmeres til å gi beskjed dersom noe drastisk skulle skje med pasientens helsetilstand, som for eksempel hjerteproblemer eller liknende. Dette vil kunne gi utslag i form av drastisk endringer i for eksempel puls, eller blodtrykk. Denne typen nettverk der trådløse noder monteres rundt på kroppen går ofte under betegnelsen Body Area Network (BAN). En rekke utfordringer kjennetegner denne typen nettverk.

- Da sensor nodene befinner seg tett inntil kroppen er det et krav at elektromagnetisk støy holdes på et minimum. Dette fordi langtidsvirkning av elektromagnetisk stråling på kroppen kan være skadelig. Det stilles derfor et krav til lav sendereffekt i nodene.
- Nodene har en veldig begrenset energikilde, dette fordi de skal holdes

minst mulig da de ikke skal være til hindring for pasienten som er under observasjon. Flere av sensorene skal ofte benyttes som et implantat, slik at lang batterilevetid på nodene er påkrevd.

- Nettverket består ofte av mange enheter(noder) innenfor et begrenset område(menneskekroppen), slik at nodene må ha høy robusthet mot Flerbrukerinterferens (MUI).
- Forplantning av elektromagnetiske bølger i og rundt kroppen er ofte veldig krevende på grunn av høy demping.
- Da et BAN ofte vil benyttes på et sykehus eller annen helseinstitusjon er det viktig at den ikke lager interferens med annet medisinsk utstyr.

Spørsmålet blir så om UWB-IR kan tilby dette, og om hvordan egenskapene til UWB-IR teknologien kan utnyttes best mulig i et BAN. Med utgangspunkt i observasjonene gjort tidligere i oppgaven er det klart at UWB-IR er en teknologi som kan se ut til å ha stort potensial for å kunne tilfredsstille kravene spesifisert over. For det første gjør den store båndbredden at man kan oppnå tilfredstilene overføringsrate selv ved meget små sendereffekter(max -2.8dBm), og dermed unngå skadelig elektromagnetisk stråling. Da pulsene også spres tilfeldig rundt i tid gjør dette at man unngår toppe i spekteret til det utsendte signaler, og derfor unngår interferens med annet medisinsk utstyr. Selve forplantningen av signalet rundt kroppen er også veldig krevende, men ved å benytte UWB-IR har man to egenskaper som vil kunne utnyttes for å tillate transmisjon selv under veldig dårlig kanalforhold. For det første gjør den korte tidsvarigheten til pulsene at man får mange realiserbare Multi-Path (MP) bidrag hos mottakeren. Ved å benytte en RAKE mottaker vil man da kunne fange opp flere av disse komponentene, og dermed utnytte flerveisforplantningen til signalet for å få en bedring i SNR hos mottakeren. En annen viktig egenskap vil være muligheten får å kunne benytte flere pulser per bit. Det vil da ved å øke mengden redundant informasjon per bit kunne gi veldig robust kommunikasjon selv under dårlige kanalforhold. Dette vil dog gi et høyere energiforbruk per bit, men ved lave rater som ofte benyttes på medisinsk data vil dette fortsatt kunne gi akseptabelt energiforbruk, selv når det benyttes mange pulser per bit.

Lite forskning er per i dag gjort rundt det fysiske laget i et BAN, og hvilke begrensninger det fysiske laget vil ha når UWB-IR signalet forplanter seg rundt kroppen. Når nodene er plassert så nære kroppen vil dette klart stille større utfordringer til transmisjonssystemet både på grunn av den direkte effekten på små antenner montert så tett på kroppen, og på grunn av skjermingen som vil oppstå når nodene er montert på ulike sider av kroppen.

Etter min kjennskap er kun et tidligere studie gjort på implementering av et transmisjonssystem rundt kroppen. Dette er en enkel evaluering av prestasjonen ved å benytte en RAKE mottaker i et BAN gitt i [22]. Denne implementeringen er kun gjort ved å se på en tapped delay line basert kanalmodell der man antar en pulsbredde lik BIN oppløsningen til modellen. En nærmere beskrivelse av denne typen kanalmodell er gitt i kapittel 3.1. SNR er blitt regnet ut ved å kun summere tappene lik antall grener i RAKE mottakeren, og BER er blitt beregnet ved å benytte en formel for instantan BER ved Binary Phase-Shift Keying (BPSK) modulasjon. Det er altså her ikke utført en virkelig simulering av et transmisjonssystem, og det blir derfor ikke tatt hensyn til effekten av eventuell aliasing og MUL. Prestasjonen til det fysiske laget, og hvordan eventuelt egenskapene til UWB-IR vil kunne utnyttes for å tilby en bedre transmisjon vil også være avgjørende ved konstruksjon av de andre lagene i transmisjonssystemet. Det vil derfor her først ved simulering bli sett på prestasjonen til det fysiske laget, og deretter basert på resultatene til det fysiske laget bli sett på hvordan egenskapene til UWB-IR kan utnyttes til å konstruere enn mer optimal transmisjonssystem ved krysoptimering mot de andre lagene.

Kapittel 3

BAN-Simulering

For å kunne se på hvordan egenskapene til UWB-IR kan utnyttes i et BAN, er det blitt sett på et tenkt scenario der en pasient som er under overvåking har 4 sensornoder montert rundt på kroppen. Disse sensornodene overvåker pasientens helsetilstand ved for eksempel å måle EKG, blodtrykk, eller akselerometerdata. Måledataen blir deretter sendt trådløst fra sensor nodene til en basestasjon montert foran på pasienten. Denne basestasjonen kan enten lagre dataen, eller overføre den videre til lege eller annen helsepersonell over internett. Dette kan for eksempel være en mobiltelefon eller Personlig Digital Assistent (PDA). Dersom informasjonen skal overføres over nettet kan dette gjøres ved at mobiltelefonen overfører dataen direkte ved å benytte General Packet Radio Service (GPRS), eller Tredjegerasjons Mobilnettverk (3G) overføring, eller at basestasjonen sender dataen videre til en lokal trådløs ruter, og at det derfra overføres videre til assisterende helsepersonell. Dette vil være et typisk scenario både for pasienter som er under restitusjon ved et sykehus, eller pasienter som overvåkes trådløst i sitt eget hjem.

Dataraten til ulike medisinske sensorer vil variere noe, men de fleste sensorene opererer som regel med nokså lave datarater. For EKG og akselerasjons sensorer benyttes ofte en samplingsfrekvens på 500 Hz og 12 bit per sample. Dette gir altså en datarate på $R = 500 \cdot 12 = 6000 \text{ bit/sek}$. For andre sensorer som for eksempel måler temperatur vil den ofte være noe lavere, men for å få et bedre sammenlikningsgrunnlag for hvordan posisjonen på kroppen påvirker den trådløse dataoverføringen vil det bli benyttet samme overføringsrate på alle nodene. For å oppnå en effektiv datarate på 6000 *bit/sek* er det naturlig å anta noe overhead som følge av synkronisering og koordinasjonspakker for MAC laget, det antas derfor at en effektiv datarate

på minst 10000 *bit/sek* må overholdes. Det vil i simuleringen bli benyttet et rom på 3.7x6.1x2.8 meter, dette for at forholdene i scenarioet skal stemme mest mulig overens med kanalmodellen som blir benyttet. Dette vil bli beskrevet nærmere i kapittel 3.1.2. Alle nodene vil benytte en 2-PPM -TH sender, da dette er blitt benyttet i de senderne som per i dag har vist seg å ha lavest effektforbruk[34][12][3].

Utførelse av simulering

For å kunne se hvilken forbedring det vil gi å utnytte de ulike egenskapene til UWB-IR signalet ved optimalisering av det trådløse transmisjonssystemet, vil det først bli benyttet en vanlig 2-PPM-TH korrelasjonsmottaker som ikke utnytter MP forplantningen, og heller ikke korrigerer for forvrengningen som tilføres av kanalen. Det vil under disse forholdene bli sett på hvordan det ved å øke antall pulser per bit vil være mulig å redusere BER ved å tilføre mer redundant informasjon i desisjonen. Dette vil kunne gi en redusert BER uten å øke sendereffekten. Det vil deretter bli benyttet en RAKE mottaker for å se på hvilken forbedring det vil gi å utnytte MP forplantningen og korrigerer for forvrengningen tilført av kanalen.

Vanlig korrelasjonsmottaker

For å kunne se hvordan posisjonen rundt kroppen påvirker resultatet vil det bli benyttet flere noder plassert på ulike steder rundt kroppen. Antall pulser per bit(N_s) vil i dette tilfellet bli justert fra 1-30. I simuleringen benyttes et symbolintervall $T_s=228$ ns, så ved $N_s= 30$ vil overføringsraten være på $1/(N_sT_s)=146200$ *bit/sek*. Kravet om en datarate på 10000 *bit/sek* vil derfor lett kunne bli overholdt selv ved nokså høy BER. Det vil bli sett på situasjoner når kun en node sender av gangen, og ved "worst case scenario" der man tillater alle nodene å sende samtidig. Dette for å kunne se på effekten av MUI.

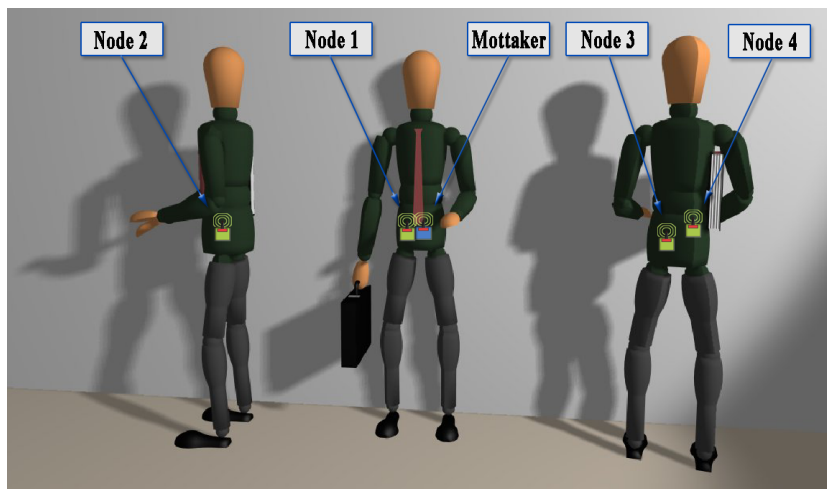
For stjernestrukturen beskrevet over der flere sensornoder sender til en basestasjon, vil situasjoner der flere noder sender samtidig kunne oppstå på to måter basert på hvilken type basestasjon som benyttes

1. Enten må basestasjonen bestå av flere korrelatorer som er matchet mot hver sin node slik at flere signaler kan mottas samtidig.
 2. Dersom basestasjonen kun kan motta fra en node av gangen vil flere noder kunne sende samtidig som følge av koordineringsfeil i MAC laget.
-

I biomedisinske sensornettverk vil det også ofte benyttes andre typer nettverksstrukturer som tillater flere noder å sende samtidig. Simuleringen vil derfor være nyttig for også å kunne se på den generelle effekten av MUI som vil være representativt for andre typer nettverk enn den enkle stjernestrukturen som er beskrevet i scenario over.

RAKE mottaker

Når RAKE mottakeren benyttes vil det bli sett hvilken gevinst det oppnås ved å øke antall fingre i RAKE mottakeren for noder plassert ved ulike posisjoner rundt kroppen. Det vil også her bli gjort simuleringer når kun én node sender av gangen, og når alle sender samtidig. Det vil også bli sett på hvilken gevinst man får i form av reduksjon i BER ved å benytte en RAKE mottaker sammenliknet med en vanlig korrelasjons mottaker. Plasseringen av nodene på kroppen, og avstanden fra sendernodene til basestasjonen er vist i tabell 3.1. Figur 3.1 og 3.5 viser en illustrasjon av plasseringen av nodene på kroppen, og en plantegning over rommet personen befinner seg i.



Figur 3.1: Illustrasjon av plasseringen til sensornodene og mottakeren på kroppen.

En helt avgjørende faktor for gyldigheten av resultatene ved simulering av et BAN nettverk vil være kanalmodellen som benyttes. På hvilket grunnlag kanalmodellen er blitt utviklet, og hvordan den er blitt implementert vil også være avgjørende for å kunne tolke resultatene. Det vil derfor først bli presentert et eget kapittel om kanalmodellering. Deretter vil selve transmisjonssystemet og implementeringen mot kanalmodellen bli forklart i kapittel 3.2 og

	Nodeinfo		
	Sensor	Avstand	Posisjon
Node 1	EKG	0.14 m	foran
Node 2	EKG	0.27 m	siden
Node 3	EKG	0.37 m	bak
Node 4	EKG	0.49 m	bak

Tabell 3.1: Sensor og avstandsinformasjon.

3.3. Til slutt vil det bli tatt for seg et eget kapittel om spektermatching for å se på ulike metoder som kan benyttes for å få et spekter som best mulig fyller FCC emisjonsmasken.

3.1 BAN Kanalmodellering

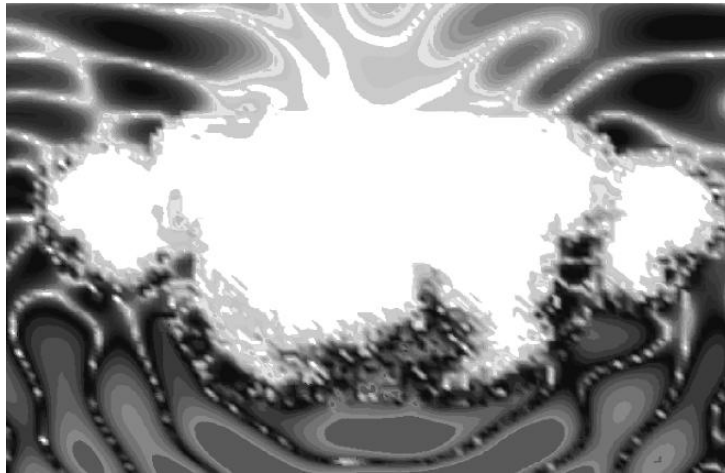
Det er frem til i dag gjort begrenset med forskning på forplantningen av UWB-IR signalet rundt kroppen. Noen enkle BAN kanalmodeller ble utviklet i forbindelse med Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) 802.15.4a gruppen som har hatt som formål å utvikle en laveffekt UWB standard som også inkluderte BAN som et relevant scenario[1]. Disse har dog stort sett vært begrenset til simple scenarioer, og ikke tatt hensyn til forhold som refleksjon ved innendørs omgivelser, og den direktive effekten som oppstår når små antenner er plassert tett inntil kroppen. Derimot har en mer grundig innendørs BAN kanalmodell blitt utviklet som en del av et prosjekt ved IMEC Holst center kalt human++ [11][2]. Denne modellen tar hensyn til både forplantning av signalet rundt kroppen, og refleksjoner fra rommet rundt. Mye av de samme personene har vært innvillvert i å utvikle denne nye modellen var også med på å utvikle de tidligere BAN modellene for IEEE 802.15.4a gruppen. Denne nye modellen er blitt anbefalt som en forbedring av tidligere BAN modeller, og er nå både blitt anerkjent og benyttet av komitéen for den kommende 802.15.4a standarden[6]. Kanalmodellen er blitt benyttet i simuleringene, og det vil derfor kort bli presentert hvordan kanalmodellen er blitt utviklet og implementert.

For transmisjon mellom to sensorer montert på kroppen kan signalet ankomme mottakeren på i hovedsak 3 måter[11]:

1. Forplantning gjennom kroppen.
2. Diffraksjon rundt kroppen.

3. Refleksjon fra omgivelsene rundt og tilbake til kroppen.

Flere studier som er gjort blant annet ved å måle forplantningen av det elektromagnetiske feltet i og rundt kroppen viser at andelen av det elektromagnetiske feltet som forplanter seg gjennom kroppen i GHz område er så lite at det kan neglisjeres[21]. Figur 3.2 viser et bilde av det elektromagnetiske feltet i og rundt kroppen 5 ns etter en utsendt puls. De forskjellige gråtonenivåene indikerer styrken på det elektromagnetiske feltet, der svart er et sterkt felt, og hvit er et svakt felt. Det store hvite området i midten utgjør overkroppen, og de små armene til personen. Som man ser er feltet her altså veldig svakt slik som studiene indikerer.

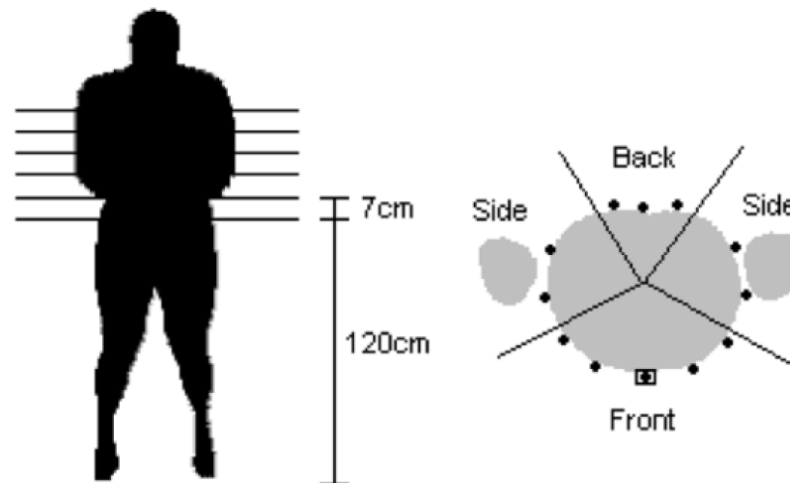


Figur 3.2: Fordeling av det elektromagnetiske feltet i og rundt kroppen 5 ns etter en utsendt puls[21].

De lokale komponentene som følge av diffraksjon rundt kroppen vil ha andre egenskaper en de som oppstår som følge av refleksjon fra omgivelsene rundt. De krever derfor andre måle og modelleringsmetoder, det er derfor i kanalmodellen blitt utviklet en modell for komponentene som følge av diffraksjon rundt kroppen separat fra de som blir reflektert fra omgivelsene rundt. Målingene er gjort i området 3-6 GHz, og det er benyttet små lavprofil Sky-cross SMT-3TO10M[7] UWB antenner i alle målingene. Avstanden mellom kroppen og antennen vil ha mye å si for direktiviteten til antennene, så for å kunne kontrollere denne avstanden er kroppen og antenne blitt adskilt med 5 mm dielektrisk materiale. Målinger av Path Loss (PL) med ulike avstander mellom antenne og kroppen er gitt i [11]. En HP8753SE VNA er blitt benyttet for å beregne S_{21} parameterne mellom sender og mottaker antennene montert på kroppen. S_{21} er en enhetsløs kompleks parameter i et to-ports

system der port 1 er inngangen på senderantennen og port 2 er utgangen på mottaker antennen. S parameterne er relative parametere referert mot inngangen og utgangen. Opprinnelig er det S_{12} parameteren som er målt. S_{12} er da en kompleks parameter som beskriver endringen i amplitude og fase referert mot inngangssignalet på senderantennen. Denne parameteren beskriver derfor den delen av signalet som er sendt gjennom senderantennen, over kanalen, og gjennom mottakerantennen. Men når det sendes et signal over en kanal vil påvirkningen av kanalen være like uansett hvilken vei det sendes (gitt at det ses bort fra faktorer som små endring av antennenes posisjon, og ulik påvirkning fra de elektroniske kretsene), S_{12} er derfor lik S_{21} . Dette er gjort fordi det er tenkt at de ulike mottakerne montert rundt på kroppen i målingene egentlig er sendere. Dette forenkler måleprosessen veldig da det kun trengs en sender på fremsiden, og mottakere på ulike steder rundt kroppen. Det kan da gjøres målinger på flere posisjoner rundt kroppen samtidig[6].

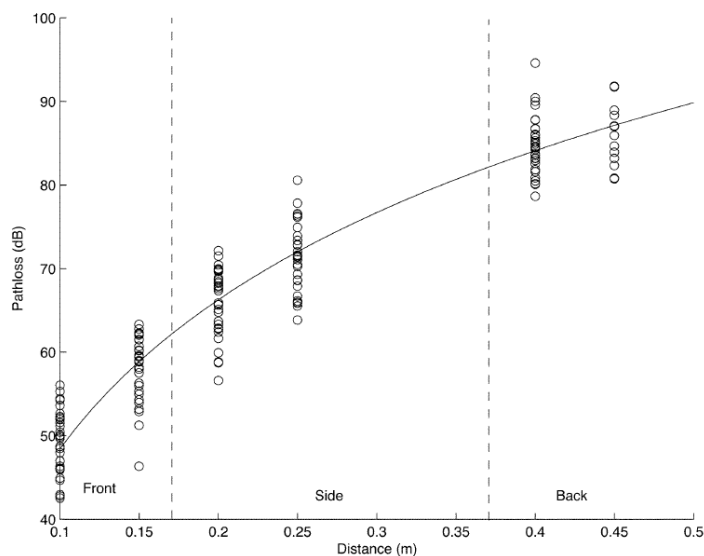
3.1.1 Diffraksjon Rundt Kroppen



Figur 3.3: Posisjonen til antennene ved måling av diffraksjon rundt kroppen[11].

Alle parameterne i modellen er basert på målinger gjort i 6 plan avskilt med 7 cm langs personens overkropp som vist i figur 3.3. Her vises også plasseringen av antenne rundt overkroppen for hvert av planene. Mottaker antennene er markert med en sirkel, mens sender antennen er markert med en boks rundt

sirkelen. Sender antennen er alltid plassert foran på kroppen, mens mottakerne er plassert rundt kroppen i en distanse på 10-45 cm. Målinger er blitt gjort både et plan over, og et plan under senderen for hver distanse, dette utgjør i alt 144 målinger for ulike avstander mellom sender og mottaker antennene. Kanalparameterne kan variere alt etter hvor antennene er plassert på kroppen, slik at parametere til modellen er generert separat for forsiden, siden, og baksiden av overkroppen. Selve inndelingen basert på avstanden rundt overkropp er gjort ved følgende avstander $0.1 < d < 0.17$ m tilsvarer forsiden, $0.17 \leq d < 0.37$ m tilsvarer siden, og $0.37 \leq d < 0.5$ m tilsvarer baksiden. Målingene er gjort i frekvensdomene så transferfunksjonen er transformert over i tidsdomene ved å bruke invers Fourier transformasjon. Denne transformasjonen medfører vesentlige sideløber i tidsdomene, et Hamming vindu er blitt benyttet for å redusere denne effekten på bekostning av en reduksjon i målingens oppløsning. Kanalmodellen har derfor en oppløsning på 0.5 ns, i området 3-5GHz.



Figur 3.4: Path loss rundt kroppen ved 5 mm avstand mellom kroppen og antenne[11].

Path loss

Målingene av dempningen til signalet som oppstår som følge av diffraksjon rundt kroppen viser seg å stemme godt overens med en modell basert på tradisjonell empirisk effekt dempnings lov som beskrevet i likning 3.1. Dette kan også ses i figur 3.4. Der den vertikale aksens viser målt path loss, og den horisontale aksens er distansen som bølgen har beveget seg rundt kroppen.

Den heltrukkede linjen viser PL modellen basert på parameterne i tabell 3.2.

$$P_{dB} = P_{0dB} + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (3.1)$$

Parametere	5 mm
n	5.9
d_0	0.1
P_{0dB}	48.4

Tabell 3.2: Parametere for pathloss modell for 5 mm avstand mellom kroppen og antennene

Power delay profile(PDP)

En veldig beleilig måte å beskrive kanalmodellen i tidsdomenet er å benytte diskret-tid impulsresponsen som foreslått av Hashemi i [24]. Denne modellen baserer seg på å dele tidaksen inn i intervaller kalt "bins". Der hver bin får tilegnet en amplitudeverdi som tilsvarende den integrerte av effekten som dette intervallet inneholder. Dette gir altså den mottatte energien som funksjon av tidsforsinkelsen som kanalen tilfører de ulike MP komponentene.

Denne metoden er også blitt benyttet i kanalmodellene som ble vedtatt som testmodell under standardiserings prosessen av IEEE 802.15.3a som hadde fokus på å utvikle en høy rate UWB standard[19]. Men IEEE 802.15.3a kanalmodellen benyttet kun reelle verdier og en fase på $\pm\pi$ tilsvarende en endring i polarisering på ± 1 . BAN modellen benyttet i simuleringen, og kanalmodellene utviklet for den nye 802.15.4a[1] standarden benytter derimot en kompleks basisbånd representasjon og en uniform tilfeldig fase. Dette for å få frem den utsmørende effekten på pulsen som vil oppstå som følge av frekvensavhengighet både i sender og mottaker antenne, og i materialene som pulsene vil treffe ved forplantning over kanalen. IEEE 802.15.3a er her nevnt fordi den er blitt benyttet i veldig mange tidligere publiserte resultater.

Bin størrelsen er som regel valgt lik tidsopløsningen på målingene inkludert eventuell bruk av vindufunksjoner, som i dette tilfellet altså er på 0.5 ns. Ved å ta snitte av energien i hver enkelt bin over alle målingene vil dette gi gjennomsnittlig Power Delay Profile (PDP). Målingene viser at dempningsraten er avhengig av posisjonen til mottakeren, og er på -13.4 dB/ns foran, -10.7 dB/ns på siden, og -7.8 dB/ns bak på kroppen. For å gjenskape

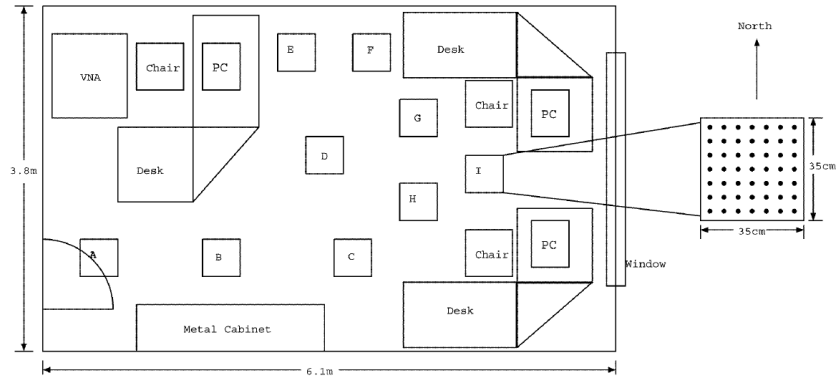
energi fordelingen i hver bin benytter kanalmodellen en korrelert lognormal fordeling, dette gjøres ved å generere en vektor av N_b korrelerte log-normal variabler, der N_b er antall bin som inneholder betydelig mengde energi til å kunne påvirke resultatet i kanalmodellen. Deretter legges det til riktig PL basert på avstanden mellom antennene rundt kroppen. $N_b=6$ viser seg å være godt nok for alle posisjoner langs kroppen. For å generere de korrelerte lognormal variablene genereres først en covariansmatrise C basert på korrelasjonskoeffesienter og standardavvik fra målingene. Deretter dannes en vektor X bestående av N_b ukorrelerte normalfordelte variabler, med forventingsverdi lik 1 og varians lik 0 som ganges med Cholesky faktoriseringen av C for å introdusere korrelasjonen. Til slutt legges gjennomsnittsamplituden per bin(M) og den riktige pathlossen(P_{dB}) til som vist i likning 3.2. Der $G_{k,dB}$ er forsterkningen til bin k gitt i decibel. Parameterne benyttet for M og C er gitt som vedlegg i appendix A. Mer informasjon om implementering av kanalmodellen er gitt i [11][21][20]. En forenklet implementasjon av kanalmodellen er også gitt i [20].

$$G_{k,dB} = Xchol(C) - M - P_{dB}(d) \quad (3.2)$$

3.1.2 Refleksjon i innendørs omgivelser

Den delen av kanalmodellen som tar for seg modellering av komponentene som skyldes refleksjoner under innendørs omgivelser, er basert på målinger gjort i et kontor rom på 3.7x6.1x2.8 meter. En 100 ns lang multipath profil er målt på 9 ulike steder rundt i rommet. For hver av disse 9 plasseringene er impuls responsen målt på 49 punkter arrangert i en gitterformasjon på 7x7 punkter for å implementere små skala fading. Hver av punktene er adskilt med 5 cm for å tillate uavhengig fading over hele det målte frekvensområdet, men samtidig er arealet lite nok til at stor skala fadingen er tilnærmet lik for alle de 7x7 punktene. En plantegning over rommet med målepunktene er gitt i 3.5. Målingene er blitt gjort ved at en person står med kroppen vendt mot øst veggen, med en sender montert foran på overkroppen. Deretter plasseres en mottaker enten foran(10cm), på siden(20cm), eller back(45cm) på overkroppen til personen. Dette gir altså i alt 9x49 PDP for hver av de ulike mottakerposisjonene.

Stor skala og småskala fading analyseres hver for seg der, stor skala fading tilsvarende at en person bytter posisjon i rommet, og småskala fading skyldes kun små endringer i en persons posisjon, mens omgivelsene rundt personen endres minimalt. Da de reflekterte komponentene har større forsinkelse enn de

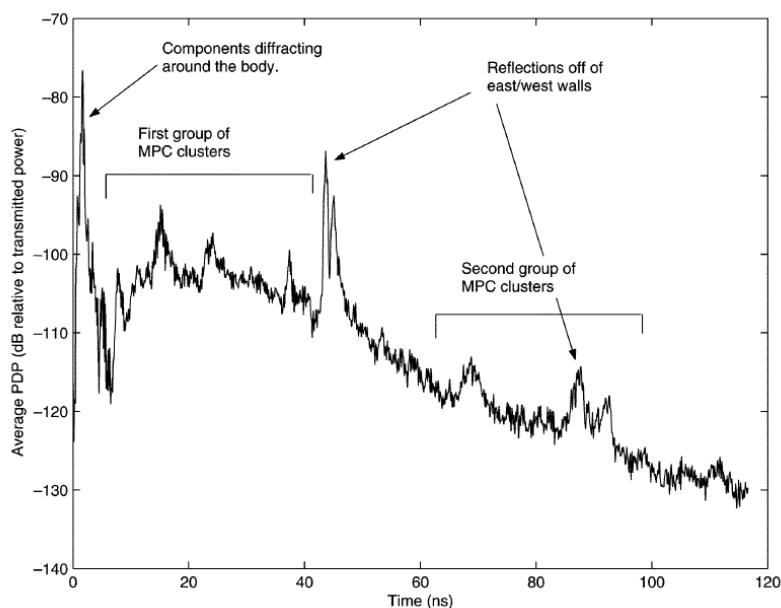


Figur 3.5: Plantegning over rommet som målingene for BAN modellen er blitt tatt[11].

som skyldes diffraksjon rundt kroppen, kan clusterene som skyldes refleksjon fra omgivelsene rundt lokaliseres manuelt i PDP som vist i figur 3.6. De ulike clusterene er altså ulike grupper av MP bidrag som ankommer mottakeren ved ulike tidspunkt. Denne effekten hvor MP bidragene fra en utsendt puls ankommer mottakeren inndelt ulike grupper er et veldig vanlig fenomen, og er ofte observert i omgivelser med mye refleksjoner [28]. Dette er også blitt tatt hensyn til i tidligere kanalmodeller som den som ble benyttet i 802.15.3a standarden. For stor skala fadingen benyttes snittet av PDP tatt ved de 49 målepunktene for å fjernes effekten av små skala fadingen. Ved å integrere over alle mottatte bin fås altså den totale gjennomsnittlige mottatte energien som følge av refleksjon fra omgivelsene rundt μ_{tot} .

<i>Forklaring</i>	<i>Paramter</i>	<i>Framsiden</i>	<i>Siden</i>	<i>Baksiden</i>
Ankomsttid clusterer	α (ns)	0.03	0.01	0.02
	β (ns)	2.21	2.11	2.33
	T_1, T_2 (ns),	-	43,86	43,86
Clusterer demping	Γ (dB/ns)	-0.15	-0.19	-0.11
	σ_Γ (dB)	3.3	4.1	2.7
	γ (dB/ns)	-2.4	-1.5	-1.3
	σ_γ (dB)	4	4	4
	μ_1, μ_2 (dB)	-	-3.7,-15.0	4.8,-9.2
	σ_1, σ_2 (dB)	-	4.4,4	3.8,6.9
	Wideband Fading	μ_{tot} (dB)	-69.1	-72.6
σ_{tot} (dB)		0.9	3.1	2.5

Tabell 3.3: Parametere for innendørs rommodell.



Figur 3.6: Gjennomsnitts PDP for mottakeren montert på siden av kroppen[11].

Selve modellen er implementert ved å benytte en modifisert Saleh-Valenzuela(SV) model[35], som gitt i likning 3.3.

$$h_{rom}(t) = \frac{X}{\sqrt{E}} \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{l,k} e^{j\phi_{l,k}} \delta(t - \Delta([\frac{\tau_l}{\Delta}] + k)) \quad (3.3)$$

Der variablene $\beta_{l,k}$ og $\phi_{l,k}$ representerer magnituden og fasen til den k 'te binen i den l 'te clusteren. For å forenkle implementasjonen, er ankomsttidspunktet til den l 'te clusteren blitt avrundet til nærmeste bin. Målingene viser en mer kontinuerlig kanal respons, og det antas derfor i motsetning til den originale SV modellen at hver bin inneholder en signifikant mengde energi. Ankomsttidspunktet mellom de ulike clusterene viser seg å la seg godt beskrive ved å benytte en Weibull fordeling med parameterne α og β . Ankomsttidspunktet for de ulike clusterene kan da bli generert ved følgende formel:

$$p(\tau_l|\tau_{l-1}) = \frac{\alpha}{\beta^\alpha} (\tau_l - \tau_{l-1})^{\alpha-1} e^{-\frac{(\tau_l - \tau_{l-1})}{\beta}^\alpha}, \tau_l < \tau_{bp} \quad (3.4)$$

Målingene viser at clusterene som ankommer etter 40 ns er så små at de har lite innvirkning på modellen som helhet. For å forenkle kanalmodellen de-

fineres det derfor et stoppunkt $\tau_{bp}=40\text{ns}$, der alle clusterene som ankommer etter dette tidspunktet ignorerer. Fordi senderen og mottakeren er montert på kroppen og beveger seg sammen rundt i rommet oppstår det to veggrefleksjonskomponenter som ankommer mottakeren på tilnærmet samme tidspunkt uavhengig av posisjonen til kroppen i rommet. Det legges derfor til to ekstra clusterer i kanalmodellen ved tidspunkt $T_1=43 \text{ ns}$ og $T_2=86 \text{ ns}$ som representerer den første og andre refleksjonen fra front og bakveggen. Disse komponentene er kun observert når mottakeren er montert på siden og bak på kroppen, fordi dersom mottakeren er montert foran blir disse komponentene skjermet av kroppen.

For å modellere magnituden til de ulike binsene benytter modellen en eksponensiell dempning på $\Gamma \text{ dB/ns}$ av den gjennomsnittlige energien til clusterene som ankommer før τ_{bp} . Komponentene som hver cluster inneholder dempes også eksponensielt, men med en høyere rate på $\gamma \text{ dB/ns}$. Det benyttes også en Lognormal cluster fading med varians på σ_Γ . Magnituden til de to deterministiske veggrefleksjonskomponentene modelleres som Lognormal variabler med forventningsverdi μ_1 og μ_2 , og varians σ_1 og σ_2 . Små skala fadingen til de individuelle binsene antas å være Lognormalfordelt med varians σ_γ . Dette gir altså følgende formel for å generere magnituden til ulike binsene:

$$20\log_{10}(\beta_{l,k}) = \begin{cases} \Gamma_\tau + \gamma(\tau_l + \Delta k) + \sigma_\Gamma n_l + \sigma_\gamma n_k & \tau_l < \tau_{bp} \\ \mu_1 + \gamma(\tau_l + \Delta k) + \sigma_1 n_l + \sigma_\gamma n_k & \tau_l = T_1 \\ \mu_2 + \gamma(\tau_l + \Delta k) + \sigma_2 n_l + \sigma_\gamma n_k & \tau_l = T_2 \end{cases} \quad (3.5)$$

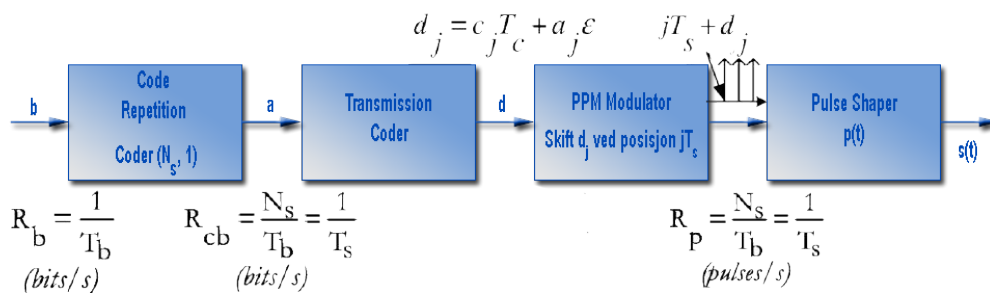
Der n_l og n_k er ukorrelerte normalfordelte variabler med forventningsverdi 0 og varians 1. Til slutt blir PDPen energi normalisert ved å dele på den totale energien til signalet ($E = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} |\beta_{k,l}|^2$). Dette er gjort for at summen av tappene i kanalmodellen skal være lik 1 før wideband fadingen legges til. Dette for å sikre bevaring av energien til det utsendte signalet før wideband fadingen legges til. Den Lognormal fordelte wideband fadingen X blir lagt til ved å benytte forventningsverdi μ_{tot} og varians σ_{tot} . Parametere for rommodellen er gitt i tabell 3.3. Det antas at komponentene som skyldes refleksjon fra rommet rundt er ukorrelert med de komponentene som skyldes diffraksjon rundt kroppen. Den totale kanalmodellen blir derfor generert ved å summere $h_{body}(t)$ og $h_{rom}(t)$.

Denne typen kanalmodell kan ses på som et diskret filter som består av sampler av impulsresponsen til kanalen som i virkeligheten vil være kontinuerlig. Det er derfor en forutsetning at det utsendte signalet i simuleringen er

båndbegrenset. Denne kanalmodellen er i utgangspunktet definert for område 3-5 GHz og har altså en båndbredde på $B=2 \text{ GHz}$. Det kreves derfor opprinnelig en samplingsfrekvens på 4 GHz , men det er benyttet en kompleks basisbånd representasjon der de negative frekvenskomponentene er blitt fjernet og signalet er blitt nedmodulert til å ha frekvenskomponenter kun i område -1 til 1 GHz . Frekvensspekteret vil da ikke lenger være symmetrisk om 0 slik som for reelle signaler. Kanalmodellen er derfor samplet med 2 GHz . Dette gir altså et samplingsintervall på $(1/2\text{GHz})=0.5 \text{ ns}$. Hvis det ses på tidrepresentasjonen av kanalmodellen vil den altså bestå av komplekse verdier adskilt med en avstand på $(1/B)=0.5 \text{ ns}$. Disse verdiene kalles ofte for "tapper". Ved konvolusjon mot det utsendte signalet vil da det mottatte signalet bestå av en sum av flere dempede og fasedreide kopier av det utsendte signalet adskilt med en avstand på 0.5 ns . Denne typen kanalmodell kalles ofte for en "tapped delay-line" modell, og denne betegnelsen vil bli benyttet i resten av oppgaven.

3.2 Beskrivelse av transmisjonssystemet

3.2.1 2-PPM-TH UWB sender



Figur 3.7: 2-PPM-TH UWB sender[4].

Figur 3.7 viser et blokkdiagram over senderen benyttet i simuleringen. Den første blokken representerer en repetisjonskoder som repeterer hvert databit N_s ganger, det vil si at dersom data sekvensen er $b=(010)$ og $N_s = 3$, vil sekvensen ut fra repetisjonskoderen bli $a=(000111000)$. Dette gjøres for å tilføre redundans og dermed kunne bedre BER uten å øke sendereffekten. Dersom databitraten er $R_b = 1/T_s$ bit/sek blir altså kodebitraten $R_{cb} = N_s/T_b = 1/T_s$ bit/sek, der T_s er symbol intervallet. Transmisjonskoderen har to oppgaver. For det første må den tilføre et PPM tidskift ϵ_j basert på

om det er '0' eller '1' bit som sendes, '0' vil ikke gi noe tidsskift mens '1' vil gi et tidsskift ϵ . Samtidig må den også tilføre et tidsskift $c_j T_c$ basert på senderens Pseudo-Tilfeldig Nummer (PN) TH kode, der c_j er timehopping sekvensen og T_c er chip intervallet. Det totale tidsskiftet for kode bit a_j blir derfor $d_j = c_j T_c + a_j \epsilon$. Den neste blokken er en PPM modulator, som genererer en sekvens av dirac delta pulser $\delta(t)$ med en rate på $R_p = N_s/T_b = 1/T_s$. Disse pulsene tilføres også et tidsskift d_j i forhold til referanse posisjonen jT_s , og puls j får derfor posisjonen $jT_s + c_j T_c + a_j \epsilon$ langs tidsaksen. For å unngå ISI må T_c og ϵ oppfylle at $c_j T_c + \epsilon < T_s$ for alle c_j . Den PN TH sekvensen C_j er gitt ved $0 \leq c_j \leq N_h - 1$, der $N_h - 1$ utgjør maksimal antall steglengder T_c man kan ha for et TH skift. N_p definerer periodisiteten til TH koden, det vil si antall verdier mellom 0 og $N_h - 1$. N_p vil også tilsvare lengden på TH koden. Til slutt blir det utsendte signalet $S(t)$ generert ved konvolusjon mellom sekvensen av dirac delta pulser og den benyttede pulsfasongen. $S(t)$ vil da bestå av en sekvens av pulser med ulike tidsskift som følge av PPM moduleringen og TH koden.

3.2.2 2-PPM mottaker.

2-PPM korrelasjonsmottakeren som benyttes i simuleringene er en optimal 2-PPM mottaker for ortogonale pulser på en AWGN kanal. De to mulige utsendte symbolene som representerer enten '0' eller '1' vil være gitt ved:

$$S_m(t) = \begin{cases} \sqrt{E_p} P_0(t), & \text{for } b = 0 \\ \sqrt{E_p} P_1(t) = \sqrt{E_p} P_0(t - \epsilon), & \text{for } b = 1 \end{cases} \quad (3.6)$$

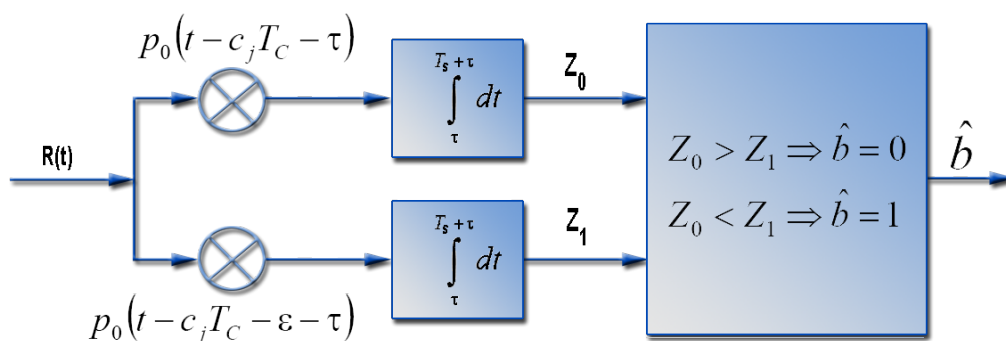
Der P_0 er en energinormalisert pulsform som i simuleringen tilsvare en 15 ordens derivert gaussisk puls, og E_p er utsendt energi per puls. For at $P_0(t)$ og $P_1(t)$ skal være ortogonale må PPM skiftet ϵ være større en pulsvarigheten T_m . Et sett av ortonormale funksjoner kan da dannes av $P_0(t)$ og $P_1(t)$, gitt ved:

$$S_m(t) = S_{m0} P_0(t) + S_{m1} P_1(t) \text{ for } m=1,0 \quad (3.7)$$

$$\text{der} \begin{cases} s_{00} = \sqrt{E_p} \\ s_{01} = 0 \\ s_{10} = 0 \\ s_{11} = \sqrt{E_p} \end{cases}$$

Dersom det antas perfekt synkronisering, og deteksjonen i optimalt deteksjonstidspunkt, vil den optimal mottakeren være gitt som i figur 3.8. Det benyttes her to korrelatorer en som er matchet mot $P_0(t)$ tilsvarende utsendt '0', og en som er matchet mot $P_1(t)$ tilsvarende utsendt '1'. I optimalt deteksjonstidspunkt vil den matchede korrelasjonsmasken være pulsen selv, slik at mottatt signal $r(t)$ multipliseres med en puls til svarende '0' og '1', og deretter integreres det over symbolintervallet T_s . Dette tilsvarer et matchet filter som kjent fra tradisjonell kommunikasjonsteori[25]. Simuleringen benytter en kompleks basisbåndrepresentasjon av signalene, og korrelasjonsmasken tilsvarende det matchede filteret vil da være gitt som den komplekskonjugerte av den utsendte pulsen. Dersom utsendt puls tilsvarer en '0' vil desisjonsvariabelen $Z_0 = E_p$ og $Z_1 = 0$, og en utsendt '1' vil gi $Z_0 = 0$ og $Z_1 = E_p$.

Det finnes også to måter å utføre desisjonen når det benyttes flere pulser per bit. Enten kan det utføres desisjon på hver enkelt puls, for så å se om det gis flest '0' eller '1'. Eller så kan alle desisjonsvariablene Z_0 og Z_1 summeres for alle pulsene, og en endelig desisjon blir tatt på bakgrunn av summen av disse. Det første tilfellet kalles ofte "hard" desisjon, og det andre "soft" desisjon. Soft desisjon vil gi lavere BER enn hard desisjon over en AWGN kanal, men dette vil ikke nødvendigvis gjelde når pulsen blir påvirket av ISI og MUI. Studier har vist at hard desisjon vil gi lavere BER i UWB systemer med MUI[28]. Hard desisjon er derfor blitt benyttet i simuleringen. De matchede korrelasjonsmaskene som tilsvarer $P_0(t)$ og $P_1(t)$, men også tar hensyn til tidskiftet som følge av TH koding vil senere i oppgaven bli omtalt som $m_0(t)$ og $m_1(t)$.



Figur 3.8: Blokkdiagramet til en optimal 2-PPM-TH mottaker, for ortogonale pulser i en AWGN kanal[4].

3.2.3 RAKE Mottaker

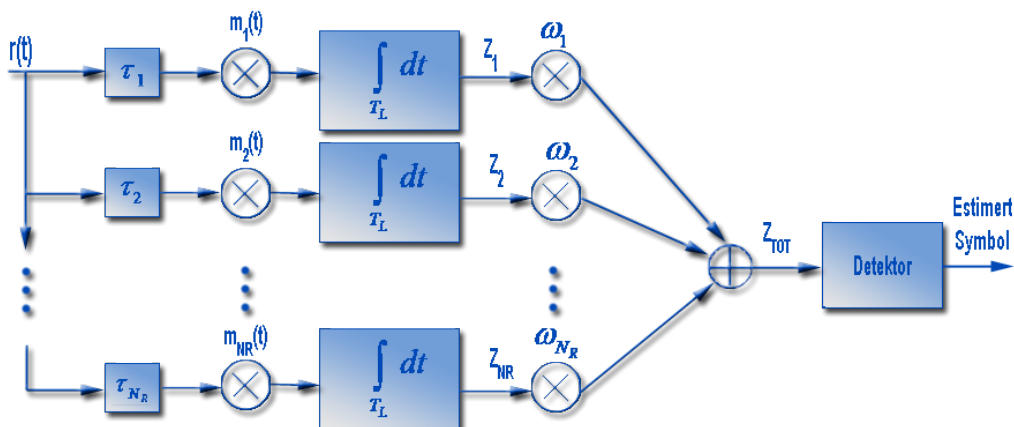
Når en utsendt puls forplanter seg over kanalen vil den kunne ta flere veier blant annet på grunn av refleksjoner fra omgivelsene rundt. Energien fra den utsendte pulsen vil derfor bli spredd utover i tid og ankomme mottakeren som en sum av flere tidsforsinkede og dempede MP bidrag. For å få optimal deteksjon må man altså benytte alle disse MP bidragene i desisjonsprosessen, men i realiteten vil en mottaker kun klare å fange opp en del av disse komponentene. Den totale mottatte energien vil være avhengig av både antall MP komponenter som tas med, og hvordan disse velges ut. Man ønsker derfor å velge ut disse på en måte som maksimerer SNR hos mottakeren, uten at kompleksiteten blir for stor. Noen vanlige teknikker er Selection Diversity (SD), Equal Gain Combined (EGC) og Maximum Ratio Combined (MRC). SD benytter teknikken går ut på å velge ut den beste MP komponenten, og dekode mottatt sekvens bare på bakgrunn av denne. I EGC teknikken summeres flere etterfølgende MP komponenter uten noen form for rangering, mens i MRC vektet de ulike MP før de summeres, dette gjøres på en måte slik at den maksimerer SNR.

I simuleringen er det blitt benyttet en form for MRC mottaker som kalles Selective RAKE (SR) som utfører deteksjon på bakgrunn av de N_{SR} MP komponentene med størst amplitude (forsterkning). Figur 3.9 viser blokkdiagrammet til rake mottakeren, der $r(t)$ er mottatt signal, N_R er antall korrelator (tilsvarende antall MP bidrag som evalueres), τ_j er tidsforsinkelsen til MP bidrag j , $m(t)_j$ er korrelator masken til finger j , ω_j er vektningen av MP bidrag j , T_L er tidsvarigheten til kanalens impulsrespons. Selve vektningen og utvelgelsen av fingrene i RAKE mottakeren må i virkeligheten estimeres på bakgrunn av kanalen som signalet sendes over. I en SR mottaker er vektningen av de ulike fingrene i RAKE mottakeren valgt til å være den komplekskonjugerte av kanalforsterkningen, fase skiftet som kanalen tilfører det utsendte signalet blir da kompensert for, og det mottatte signalet blir da forsterket med en faktor som er proporsjonal med signal styrken til MP komponentene. Hvis dempningen og faseskiftet til kanalen er kjent vil en SR gi en optimal kombinasjon av MP komponentene[38].

I simuleringen er kanalmodellen kjent slik at vektningen av fingrene i SR mottakeren vil utgjøre den kompleks konjugerte av de N_{SR} største tappene i kanalmodellen. Total SNR basert på alle de vektete fingrene hos mottakeren γ kan da uttrykkes som

$$\gamma = \frac{E_p}{N_0} \sum_{k=1}^{N_{SR}} h_k^2 \quad (3.8)$$

Der E_p er utsendt energi per puls, N_0 er støyen på kanalen, og h_k tilsvarer den k 'te "taper" i kanalmodellen[38]. Dersom N_{SR} er lik antall tapper i kanalmodellen vil det gi en fullstendig matching av kanalen, dette kalles ofte for en Ideell RAKE mottaker. Kanalmodellen benyttet i simuleringen benytter seg av 200 tapper, det vil si at ved å benytte $N_{SR}=200$ tilsvarende 200 fingre i RAKE mottakeren vil dette gi en Ideell RAKE mottaker. For RAKE mottakeren vil i realiteten deteksjonen bestå av flere tidsforsinkede korrelatorer med en maske per finger, men da det i simuleringen ikke kjøres i sanntid vil det kunne benyttes en enkelt maske som består av alle de tidsforsinkede maskene i RAKE mottakeren.



Figur 3.9: Blokkdiagramet til RAKE mottakeren[4].

3.3 Implementering

Selve simuleringen er gjort i matlab. Der deler av koden for selve transmisjonssystemet er basert på kodeeksempler gitt [28]. Denne koden baserer seg dog på reelle signaler, noe som blir veldig lite effektivt når det opereres med signaler i GHz område. Dette fordi det vil kreve en samplingsfrekvens på minst $2 \cdot f_{max}$ (gitt at ikke det benyttes en form for subsampling). Der f_{max} er høyeste frekvenskomponent til signalet. På grunn av begrensninger satt av kanalmodellen benyttes et utsendt signal med frekvenskomponenter i område 3-5 GHz. Dette vil da hvis reelle signaler skulle benyttes kreve en samplingsfrekvens på minst $F_s=10 \text{ GHz}$. Dette vil stille enorme krav til datakraft, og spesielt minne. Det er derfor her valgt å benytte en kompleks basisbånd representasjon av signalene, der signalene blir gjort komplekse, og modulert ned

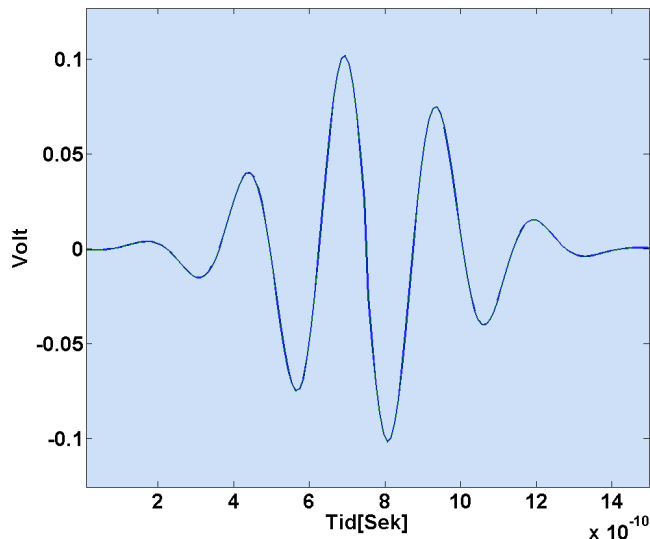
til baseband ved å benytte en form for single sideband modulasjon. Dette vil da kun kreve en samplingsfrekvens på 2 GHz. Denne prosessen er nærmere beskrevet i kapittel 3.3.2.

Selve senderen er tilnærmet lik den som er beskrevet i [28]. Resten av transmisjonssystemet krevde nokså store endringer for å kunne støtte komplekse signaler. Under simuleringen er det antatt perfekt synkronisering mellom sender og mottaker. Dersom synkronisering skulle implementeres kunne dette gjøres ved å benytte en synkroniseringssekvens. Dette er en sekvens som er kjent for alle mottakerne, og vil derfor kunne benyttes til synkronisering ved å benytte et korrelasjonsfilter som er matchet til synkroniseringssekvensen. Lengden på sekvensen og hvor mange pulser som kan sendes mellom hver synkronisering vil være avhengig av kanalforholdene. Et eksempel på hvordan dette kan løses finnes i [29].

Implementeringen av kanalmodellen er basert på måledata/paramteredata og matlabkode som er tilsendt fra Andrew Fort som er ansatt i IMEC, og har vært med å utviklet kanalmodellene. Det er også lagt ved en forklaring til de ulike delene av koden, og hvordan simuleringene kan kjøres i appendix B.

3.3.1 Generering av utsendt signal

Da kanalmodellen strengt tatt kun er gyldig i frekvensområdet 3-5 GHz er det viktig at effektspekteret til det utsendte signalet $S(t)$ fra senderen også befinner seg innenfor dette område. Som beskrevet under kapittel 1.1.1 i teoridelen vil effektspekteret til det utsendte signalet $S(t)$ være avhengig av hvilken pulsfasong som benyttes, og bredden tilsvarende tidsvarigheten til pulsen, samt også hvordan pulsene plasseres i tid. Da kanalmodellen setter begrensninger på båndbredden til maksimalt 2 GHz krever dette at nokså brede pulser må benyttes. Etter å ha prøvd med ulike ordens deriverte gaussiske pulser med ulike verdier av formningsfaktoren α er det kommet fram til at en 15 ordens deriverte med $\alpha = 0.57ns$ vil ha et effektspekter som nokså nøyaktig fyller frekvensområdet fra 3-5 GHz. Figur 3.10 og 3.14 viser pulsfasongen, og PSD for 1000 utsendte pulser med PPM og TH. I spekteret til $S(t)$ kan det observeres flere komponenter utenfor 3-5 GHz, dette er fordi spekteret er vist helt ned til -110 dBm, de fleste av disse komponentene vil være så små at de kan neglisjeres.



Figur 3.10: Utsendt puls tilsvarende en 15 ordens deriverte Gaussisk puls med $\alpha = 0.57ns$.

3.3.2 Basisbåndrepresentasjon

For å sikre at det ikke er noen frekvenskomponenter utenfor den definerte bandbredden 3-5 GHz blir $S(t)$ filtrert før nedkonvertering og nedsampling. Den komplekse basisbåndrepresentasjonen av det utsendte signalet $S_B(t)$ er blitt generert ved først å danne et reelt PPM modulert signal $S(t)$ med senterfrekvens $f_c=4GHz$ og en båndbredde $B=2 GHz$. For få en kompleks representasjon er det blitt dannet et analytisk signal $S_a(t) = S(t) + j\hat{S}(t)$ der $\hat{S}(t)$ er hilbert transformen til $S(t)$, som vist i likning 3.10. Det analytiske signalet $S_a(t)$ vil da kun bestå av positive frekvenskomponenter, og vil derfor ved nedkonvertering til basisbånd(dvs. en senterfrekvens på $f_c=0 Hz$) kun ha frekvens komponenter i område -1 til 1 GHz. Dette kan gjøres uten tap av informasjon om signaler fordi for reelle signaler vil den negative delen av spekteret være lik den positive delen. For mer informasjon om analytiske signaler og kompleks basisbåndrepresentasjon se [27][5]. Basisbåndrepresentasjonen til det utsendte signalet vil da være gitt ved:

$$\begin{aligned} S_a(t) &= S_{filt}(t) + j\hat{S}_{filt}(t) \\ S_B(t) &= S_a(t)e^{-j2\pi f_{skift}t}, f_{skift} = 4 \cdot 10^9 Hz \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$S_{filt}^{\hat{}}(t) = S_{filt}(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{filt}(\tau)h(t - \tau)d\tau$$

$$h(t) = \frac{1}{\pi t} \quad (3.10)$$

3.3.3 Generering av mottatt signal

Det mottatte signalet hos mottakeren $R(t)$ blir generert ved først å utføre en konvolusjon mellom basisbåndrepresentasjonen av det utsendte signalet $S_B(t)$ og impulsresponsen til kanalmodellen $h_B(t)$, og deretter legges det til AWGN med uniform fase $n(t)$. Støyen har en gjennomsnittlig effekt på -83 dBm per puls, som tilsvarer støyen pulsene får tilført ved forplantning over kanalen, samt termisk støy i mottakeren, noe som i følge [16] vil være et realistisk estimat. På grunn av noe endring av energien i signalet ved filtrering og nedkonvertering til basisbånd i matlab, er støynivået blitt tilpasset til basisbåndrepresentasjonen før konvolusjon mot kanalmodellen (signalet er da udempet), dette for å sikre riktig SNR ved definert sendereffekt og støykomponent på -83 dBm. Deretter blir støyet lagt til etter konvolusjon med modellen.

$$R_B(t) = S_B(t) * h_B(t) + n_{AWGN}(t) \quad (3.11)$$

I et virkelig tilfelle vil det også som regel være interferens fra andre trådløse teknologier som for eksempel WLAN og Zigbee. Selv om disse befinner seg utenfor frekvensområdet til det utsendte signalet som er benyttet i simuleringen vil de fortsatt påvirke deteksjonen. Dersom det ses på tidsrepresentasjon av den utsendte pulsen som befinner seg i frekvensområde 3-5 Ghz, og det så legges på for eksempel et zigbee signal på 2.4 Ghz vil følgelig dette endre fasongen på pulsen. Dette vil påvirke deteksjonen fordi det korrelatoren er matchet mot den opprinnelige pulsfasongen. Dette fenomenet kalles ofte for masking. For å løse dette problemet benyttes ofte et bandpass filter før dekoding av det mottatte signalet. Dette vil fjerne frekvenskomponenter som befinner seg utenfor frekvensspekteret til det utsendte signalet. Dersom det befinner seg støykomponenter innenfor frekvensspekteret til signalet vil det derimot bli mer problematisk. De deler av spekteret som er delegert ulike former for smalbandsradio blir derfor unngått.

For å forenkle implementasjonen er det blitt antatt at det mottatte signalet er blitt bandpass filtrert, og at det ikke befinner seg noen form for forstyrrende

radiotransmisjon innefor det benyttede frekvensbåndet på 3-5 Ghz. Det eneste støykomponenten vil da være da være AWGN på -83 dBm. For resten av oppgaven vil basisbånd benevningen av signalene bli droppet, det vil si at for eksempel $S_B(t)$ vil kun bli omtalt som $S(t)$ dersom ikke noe annet er nevnt.

3.3.4 Parametervalg for transmisjonssystemet

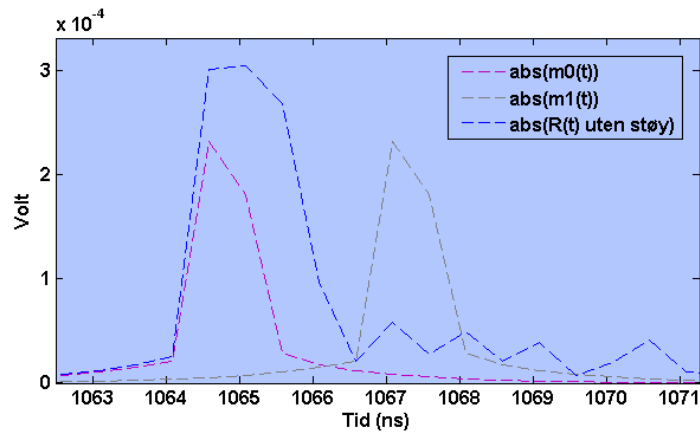
Senderen benytter et chipintervall på $T_c = 4ns$, og et symbolintervall på $T_s = 228ns$, dette gir altså $\frac{T_s}{T_c} = 57$ chip intervall per symbol. TH koden består da av en sekvens av heltall i område 1-56. Lengden tilsvarende periodisiteten N_p til TH koden som benyttes av de ulike nodene vil være avgjørende både med hensyn på MUI, og spekteret til det utsendte signalet. For å unngå pulskollisjoner er det viktig å ha minst mulig korrelasjon mellom plasseringen av pulsene til de ulike nodene. Dette krever derfor minst mulig korrelasjon mellom TH kodene.

Det finnes også metoder for å redusere pulskollisjoner ved å tilegne nodene ulike former for ortogonale TH koder. Dette er ikke benyttet i simuleringen, men eksempler på dette er gitt i [13]. Som beskrevet i kapittel 3.4.1 er det også ønskelig med lange TH koder for å unngå toppler i spekteret. Lengden på TH kodene vil dog være begrenset på grunn av økt kompleksitet i sender og mottaker. I simuleringen er det valgt å benytte $N_p=63$, dette er i følge [13] benyttet i flere publiserte resultat. Ved $N_p=63$ vil chip plasseringen av pulsene til en node ikke gjenta seg selv før etter 63 utsendte pulser. For valg av tallene i TH sekvensen er det både benytte Pseudo-Tilfeldig Nummer Generator (PRNG), og spesifisert egne koder for å kunne gjøre simuleringer uten ISI.

Når symbolene sendes over kanalen vil tidsforsinkelsen til de ulike MP komponentene medføre at de utsendte symbolene vil bli spredd utover i tid, et større PPM skift vil derfor være med på å forhindre feildeteksjon når korrelatormasken som benyttes er matchet mot de opprinnelige symbolene. Dette er vist i figur 3.11, der den blå pulsen viser en mottatt puls tilsvarende en utsendt 0 fra noden som befinner seg foran på kroppen. Den lilla og grå striplete linjen viser korrelatormaskene tilsvarende $m_0(t)$ og $m_1(t)$.

Som man kan se fra figuren befinner mesteparten av energien til den mottatte pulsen seg i starten av pulsen. Et større PPM skift vil gjøre at avstanden mellom korrelatormaskene blir større, og mindre energi fra de forsinkede MP komponentene fra en puls tilsvarende '0' vil da påvirke desisjonstidspunktet

for masken tilsvarende '1'. Effekten av dette vil bli nærmere diskutert under resultatene i kapittel 3.5.1. Et større PPM skift vil dog kreve et større chip-



Figur 3.11: Viser deteksjonen av en utsendt puls tilsvarende '0' for node 1.

og symbolintervall, noe som igjen vil redusere overføringsraten til systemet. Men da det i dette systemet kun skal overføres medisinsk data med meget lave rater, vil ikke dette bli noe problem. Det benyttes derfor et PPM shift på 2.5 ns , det vil si et tidsskift som er 1 ns større en pulsvarighet T_m som er et minimumskrav for å få ortogonalitet mellom de utsendte symbolene.

3.3.5 Implementasjons Betraktninger

Under simuleringen av gevinsten man får ved å øke antall pulser per symbol N_s , er det som senere omtalt i kapittel 3.5.1, kommet frem til i hovedsak 3 effekter som er med på å gi en gevinst i form av lavere BER. Ved å benytte flere pulser under desisjonen av et bit vil dette for det første gi bedre robusthet mot ISI og pulskollisjoner med andre noder. For det andre vil en virkelig kanal være dynamisk, slik at selv om en enkelt puls har en forvrengning som gir feildeteksjon gjelder nødvendigvis ikke dette de neste etterfølgende pulsene.

For å kunne få ulik forvrengning av etterfølgende pulser vil det være nødvendig at $N_{s_{max}}$ etterfølgende pulser i simuleringen er basert på en egen realisering av kanalmodellen. Der $N_{s_{max}}$ tilsvarer maksimalt antall pulser per bit som skal benyttes. For å få til dette er det først dannet en vektor med 0'ere tilsvarende punktprøvelengden av pulsrekken fra senderen $S(t)$. Deretter dannes signalet $g_1(n)$ ved å fylle inn 1'ere for alle punktprøvene tilsvarende hvert $N_{s_{max}}$ sym-

bolintervall. Det dannes så N_{smax} nye vektorer ved benytte et syklisk skiftregister, der hvert skift tilsvarer et symbolintervall T_s . Dette gir altså

$$g_k(n) = g_1[\langle n - k\hat{T}_s \rangle]k = [2, 3 \dots N_{smax}] \quad (3.12)$$

Der \hat{T}_s er antall punktprøver per symbolintervall, og $\langle \rangle$ betegner et syklisk shift. Deretter multipliseres $g_k(n)$ med $S(iT) = S(n)$ og konvoleres med hver sin realisering av kanalmodellen $h_k(iT) = h_k(n)$. Der T betegner samplingsintervallet. Det mottatte signalet $R(iT) = R(n)$ dannes så ved å summere alle delrealiseringene, slik at

$$R(n) = \sum_{k=1}^{N_{smax}} (g_k(n) \cdot S(n)) * h_k(n) \quad (3.13)$$

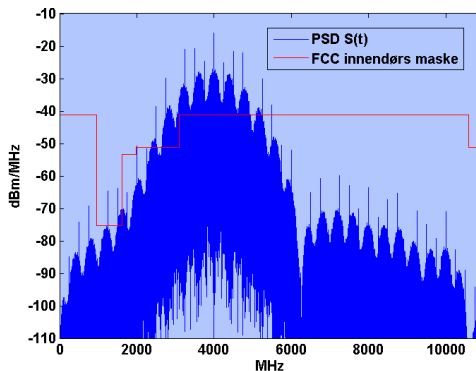
Dette vil da gi et mottatt signal der hver N_{smax} etterfølgende pulser består av hver sin realisering av kanalmodellen. Fordelen med denne implementeringen er at tidsplasseringen til pulsene blir bevart, så både PPM og TH skiftet vil bli riktig i forhold til det originale signalet $S(t)$.

Når RAKE mottakeren benyttes vil den korrigere for forvrengningen av de utsendte pulsene, det vil derfor under disse simuleringene ikke ha så stor betydning om flere etterfølgende pulser er basert på samme realisering av kanalmodellen så lenge det endelige resultatet er midlet over flere simuleringer der hver simulering benytter en egen realisering. For å få en minst mulig ressureskrevende simulering er derfor denne implementeringen kun blitt benyttet i simuleringer som inkluderer den vanlige 2-PPM-TH korrelasjonsmottakeren.

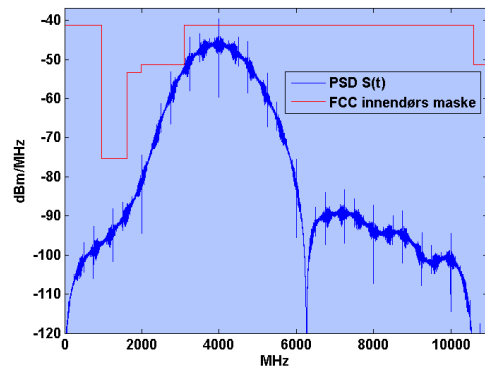
3.4 Spektermatching

I et virkelig transmisjonssystem vil det være viktig å utnytte den tilgjengelige båndbredden best mulig for å kunne sende med størst mulig sendereffekt. Det vil derfor med utgangspunkt i transmisjonssystemet benyttet i simuleringen bli sett på ulike metoder som kan benyttes for å få et spekter som best mulig fyller FCC emisjonsmasken.

Det er i simuleringene antatt at det benyttes en isotrop antenne, og at det er en perfekt matching mellom sender og antenne. Dette gir $G_A = 1$, og $W_S = P_S$. EIRP blir da lik utsendt effekt fra senderen P_S . PSD for de



Figur 3.12: PSD til $S(t)$ ved $P_s = -15dBm$.



Figur 3.13: Glattet PSD for $S(t)$ ved $P_s = -15dBm$.

ulike signalene i dette kapittelet er basert på den reelle $S(t)$ og ikke basisbåndrepresentasjonen. FCC emisjonsmasken baserer seg også kun på den positive delen av spekteret. De positive frekvenskomponentene er derfor blitt benyttet, men effekten er blitt doblet for å korrigere for den effekten som forsvinner når den negative delen utelates. Det er også blitt benyttet en periodisitet i TH koden på $N_p=63$.

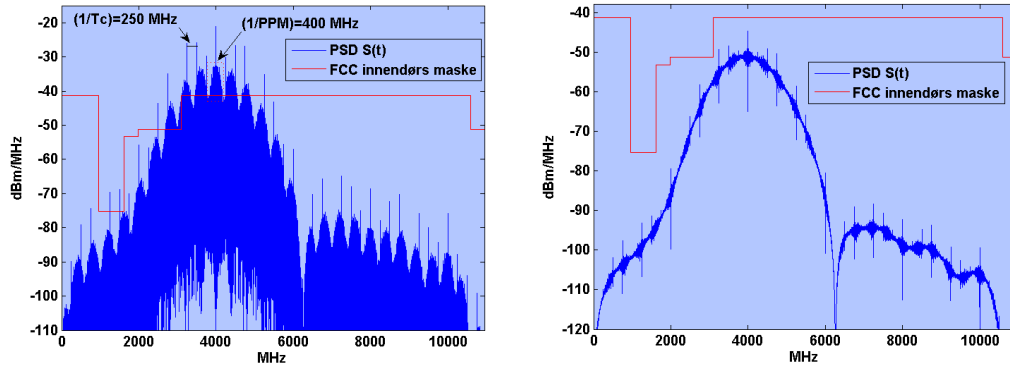
Basert på emisjonsmasken satt av FCC vil maksimal tillatt sendereffekt med en båndbredde på 2 GHz være gitt ved:

$$EIRP_{max(dBm)} = -41.3 + 10\log_{10}(2000MHz/1) = -8.2897dBm \quad (3.14)$$

I teorien vil det altså kunne benyttes en sendereffekt på $P_s=-8.2897 dBm$. Dette vil dog kun være en teoretisk grense, fordi det vil kreve at PSD til det utsendte signalet $S(t)$ perfekt fyller FCC masken, noe som i realiteten ikke lar seg gjøre uten at kompleksiteten vil bli for stor. Hvor stor sendereffekt som kan benyttes vil da være avhengig av hvor godt PSD til $S(t)$ fyller FCC masken.

Figur 3.12 viser PSD til $S(t)$ i forhold til FCC masken for 1000 utsendte pulser med en gjennomsnittlig sendereffekt på $-15 dBm$. Her kan det tydelig ses at $S(t)$ ikke overholder FCC kravene, da effektspektralkomponentene til $S(t)$ klart overgår masken som er plottet inn med rødt i figuren.

FCC har definert EIRP kravet som $-41.3 dBm/MHz$. Dette betyr at den maksimal *gjennomsnittlig* effekt over et område på $1 MHz$ i PSD ikke skal



Figur 3.14: PSD til $S(t)$ ved $P_s = -20\text{dBm}$.
 Figur 3.15: Glattet PSD for $S(t)$ ved $P_s = -20\text{dBm}$.

overstige -41.3 dBm . Korte toppe over noen få Hz som bryter med FCC masken vil derfor ikke være noe problem, så lenge ikke snittet over 1 MHz overstiger -41.3 dBm . For å utnytte dette er det originale spekteret blitt glattet ved å ta snittet over intervaller på 1 MHz . Det glattede spekteret ved sendereffekt på -15 dBm er vist i figur 3.13. Glattingen gir som forventet et klart finere spekter, men det vil fortsatt være en komponent som bryter med FCC masken. Derimot ved å benytte en sendereffekt på -20 dBm vil FCC kravene være overholdt. Dette er vist i figur 3.15, der det glattede spekteret til $S(t)$ kun har effektspektralkomponenter som ligger under FCC masken. Tilsvarende PSD uten glatting er vist i figur 3.14. $S(t)$ vil ha flere korte komponenter som bryter med FCC masken, men da kravet er definert som snittet over 1 MHz vil masken fortsatt være overholdt.

Det finnes også flere ulike metoder for å kunne redusere toppene i spekteret, og dermed kunne øke sender effekten. PSD til det utsendte signalet $S(t)$ vil være avhengig av både pulsfasongen og TH sekvensen c_j [31]. En metode som har fått mye oppmerksomhet er derfor å tilpasse TH koden.

3.4.1 Sprednings koding

Dersom det ses bort fra PPM skiftet ϵ , og det ikke benytter noen form for spreder kode, vil dette gi en PSD med spektral linjer som forekommer ved $1/T_s$ og dens harmoniske. Dette vil ikke være så rart da $S(t)$ vil være en periodisk sekvens av pulser som er plassert ved heltallsmultipliserte av symbolintervallet T_s . Ved å tilføre en sprede kode med periodisitet N_p vil dette gi en periodisitet i pulserne på $T_p = N_p \cdot T_s$. Spektralinjer vil da forekomme

ved $1/T_p$. Siden $1/T_p < 1/T_s$ vil altså den totale effekten bli fordelt utover flere ulike spektrallinjer, og toppene i PSDen vil dermed bli redusert. Vanlig praksis er ofte å velge N_p lik antall pulser per bit N_s , noe som gir et symbolintervallet på $T_b = N_s \cdot T_s = N_p \cdot T_s$. Dette vil gi spektrallinjer som forekommer ved $1/T_b$. Derimot dersom N_p ikke er en multiplisert av N_s vil flere spektral linjer oppstå som en lineær kombinasjon av $1/T_b$ og $1/T_s$, noe som vil gi et glattere spekter[28].

Dersom N_p blir stor nok, vil effekten av periodisiteten forsvinne. Pulsene vil da ha en posisjon som er gitt av en diskret tilfeldig variabel tilsvarende N_p , som er uniformt fordelt i område 0 til $N_b - 1$. Selv om TH koden da ikke vil være periodisk vil posisjonen innenfor symbolintervallet T_s ikke være tilfeldig. T_s er delt inn i intervaller av lengde lik chip intervallet T_c . Dersom det ses bort fra PPM skiftet vil da hver puls bli plassert i starten av en av disse intervallene. Spekteret vil da bestå av diskrete spektrallinjer som oppstår ved heltallsmultipliserte av $1/T_c$. Ved å redusere T_c vil avstanden mellom disse spektrallinjen øke, og pulsene vil samtidig få en mer uniform fordeling over symbolintervallet T_b . Dersom T_c blir liten nok vil disse spektralkomponentene forsvinne ut av båndbredden begrenset av den utsendte pulsfasongen. Dette vil gi et kontinuerlig spekter uten uønskete spektrallinjer. Av praktiske grunner vil dog T_c være begrenset både i forhold til pulsbredden og PPM skiftet. Veldig mange chip intervall vil også kreve lange TH koder for å få en nærmest tilfeldig uniform fordeling.

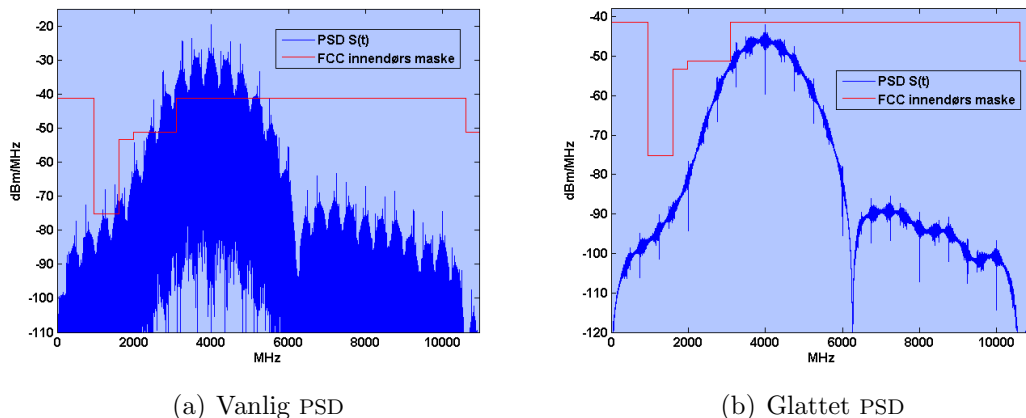
Ved større PPM skift og ved lik sannsynlighet for at et 0 og 1 bit sendes vil PPM skiftet ϵ forekomme som en modulerende cosinus bølge på spekteret[28]. Dette kommer tydelig frem i figur 3.14 der både spektrallinjene som følge av chip intervallet T_c og cosinus bølgen som følge av PPM skiftet er merket inn.

3.4.2 Bifasekoding

En annen metode som har vist seg å være veldig effektiv er bifase koding av pulsene. Denne metoden benytter pulser med motsatt fase som eliminerer uønskede topper i spektret. Nærmere analyse og beskrivelse av metoden er gitt i [31][14]. For å kunne teste ut denne metoden er annenhver puls i $S(t)$ blitt multiplisert med ± 1 . Dette gir altså

$$S(t)_{bifasekodet} = \sum_{t=1}^N p_i S_i(t) \quad (3.15)$$

Der $S(t)_i$ betegner den i 'te pulsen til det utsendte signalet bestående av N pulser. p_i er bifase koden bestående av N etterfølgende verdier av ± 1 . I dette



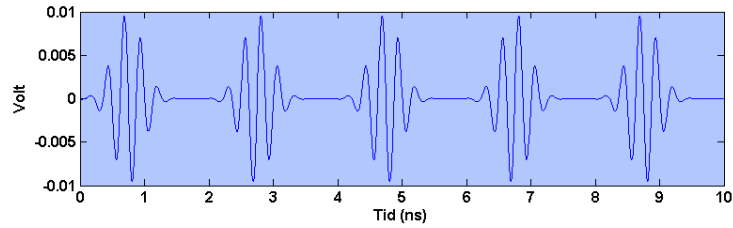
Figur 3.16: PSD til bifasekodet $S(t)$ ved $P_s = -15\text{dBm}$.

tilfellet er altså annenhver verdi i p_i være $+1$ og -1 .

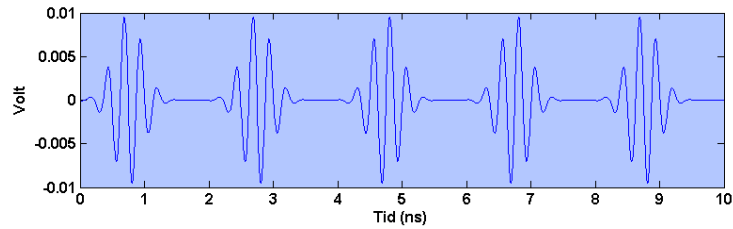
Resultatet av 5 bifasekodete pulser er vist i 3.17(a). PSD for 1000 bifasekodete pulser med sender effekt på -15 dBm er vist i figur 3.16. Som det kan ses i figur 3.16 er spektralkomponenten som brøt med emisjonsmasken nå blitt fjernet, og bifasekodingen gjør det derfor mulig å øke sendereffekten fra -20 til -15 dBm .

I følge [31] vil et enda bedre resultat kunne bli oppnådd ved å benytte en tilfeldig uniformt fordelt spredning av de bifasekodete pulsene. Dersom lengden til den tilfeldig fordelte spredekoden p_i blir lang nok vil dette gi en PSD tilsvarende PSD for en enkelt utsendt puls. Dette betyr at det da kun vil være nødvendig å tilpasse spekteret til pulsen som benyttes i transmisjonssystemet for å sikre at emisjonsmasken overholdes. Ved konstruksjon av pulser som best mulig fyller spektermasken og samtidig unngår interferens med nærliggende bånd, vil dette bli vesentlig mye enklere når det ikke trengs å ta hensyn til moduleringen av pulssekvensen.

Dette er testet ut ved å generere et bifasekodet signal av $S(t)$ der p_i består av en rekke av tilfeldig uniformt fordelte verdier av ± 1 . Resultatet av 5 tilfeldig bifasekodete pulser er vist i figur 3.17(b) og glattet PSD til tilfeldig uniformt bifasekodet $S(t)$ basert på 1000 utsendte pulser, og en sendereffekt på -15 dBm er vist i figur 3.18. Ved å sammenlikne figur 3.18 med PSD for en utsendt puls som er vist i figur 3.19, vil disse være omtrent identiske. Spekteret til bifasekodet $S(t)$ vil ha en noe bredere linje, men denne vil trolig



(a) Pulsrekke ved bifase koding av annenhver puls.



(b) Pulsrekke ved tilfeldig uniform bifasekoding.

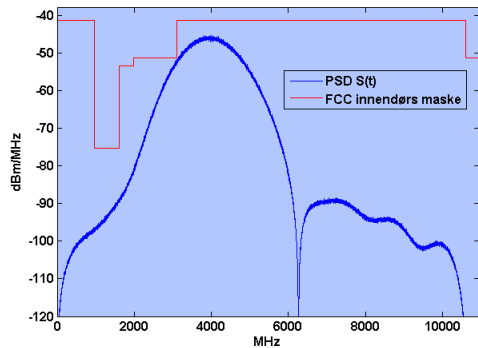
Figur 3.17: Bifasekoding av utsendt pulsrekke, uten PPM -TH modulasjon.

bli redusert når det ses på PSD over flere utsendte pulser. Dette stemmer altså godt overens med resultatene presentert i [31]. En annen fordel med bifase koding er at når en PPM mottaker benyttes i deteksjonen vil dekodning av et bifasekodet signal lett kunne gjøres ved å se bort fra polarisasjonen og kun se på energinivået av desisjonsvariablene Z_0 og Z_1 . Bifasekoding er ikke blitt benyttet i simuleringen. Det er derfor blitt benyttet en sendereffekt på -20 dBm for å overholde FCC kravene.

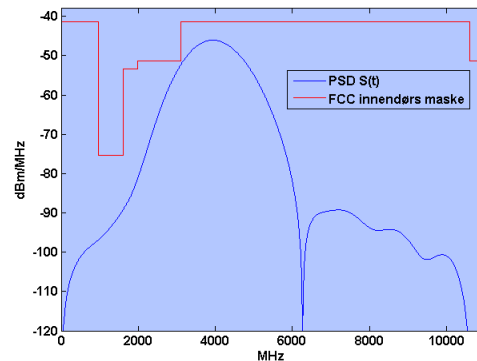
3.5 Diskusjon og Resultater

3.5.1 Vanlig Korrelasjonsmottaker

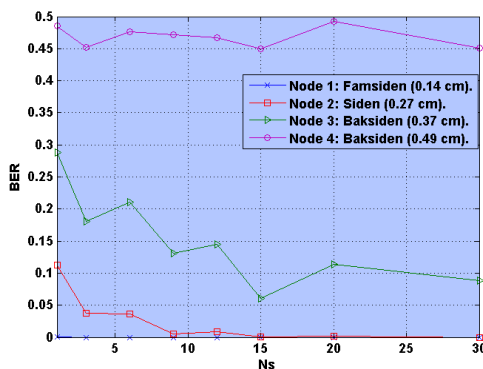
Figure 3.20 og 3.21 viser BER ved økning av antall pulser per bit N_s når alle nodene sender samtidig og når bare en node sener av gangen. Der den blå, rød, grønne og lilla grafen, tilsvarer BER for henholdsvis node 1-4. Når alle nodene sender samtidig vil signalet i tillegg til forvrengingen og MP spredningen tilført av kanalen, bli påvirket av både ISI, MUI og AWGN. Når en node sender av gangen vil signalet i tillegg til effekten av kanalen bli påvirket av ISI, og AWGN. BER er blitt beregnet i gjennomsnitt over 20000 bit, som tilsvarer 1920000 utsendte pulser som følge av økningen av N_s . For å få et mest mulig



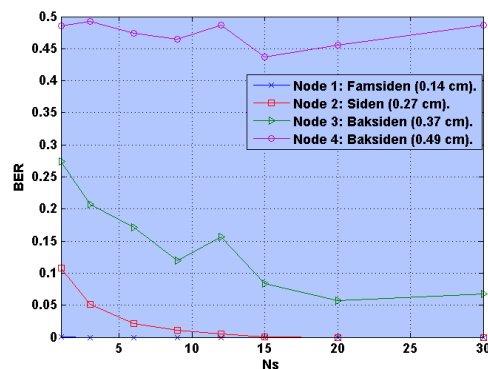
Figur 3.18: Glattet PSD for tilfeldig bifasekodet $S(t)$ ved $P_s = -15\text{dBm}$.



Figur 3.19: PSD for en utsendt puls ved $P_s = -15\text{dBm}$.



Figur 3.20: BER ved økning av N_s når alle nodene sender samtidig.



Figur 3.21: BER ved økning av N_s når kun en node sender av gangen.

riktig resultat er det på grunn av effekten beskrevet i kapittel 3.3.5, blitt benyttet ulike kanalrealiseringer for $N_{s_{Max}}=30$ etterfølgende pulser. Det er blitt benyttet 250 bit per simulering og 8 ulike verdier av N_s . Resultatet er da basert på 19200 ulike realiseringer av kanalmodellen.

Effekten ved økning av N_s

Som figur 3.21 viser vil node 1-3 klart få en reduksjon av BER når N_s økes. For node 2 vil det oppnås en reduksjon i BER fra 0.1076 ved $N_s=1$ til 0 BER ved $N_s=20$. For Node 3 vil reduksjonen være på 0.2743 ved $N_s=1$ til 0.0672 ved $N_s=30$. Node 1 vil derimot gi 0 BER fra $N_s=2$. Det vil derfor ikke være nødvendig å benytte mer enn 2 puls per bit for denne noden. Selv om trenden

viser en gradvis reduksjon vil det fortsatt være noen tilfeller for node 3 der BER stiger ved en liten økning av N_s , dette kan for eksempel observeres når N_s økes fra 9 til 12. Denne effekten skyldes veldig varierende kanalforhold, samt påvirkningen av ISI, denne effekten vil trolig bli mindre dersom BER beregnes i snitt over flere utsendte pulse. Da simuleringene er veldig tidkrevende har tidsmessige grunner satt begrensninger på hvor mange utsendte bit BER er blitt bergnet over, men trenden viser uansett klar gevinst ved økning av N_s .

Reduksjonen i BER ved økning av N_s skyldes at desisjonen i mottakeren er blitt beregnet over flere pulser per bit. Denne økningen av redundant informasjon gir både mer robusthet mot varierende kanalforhold, MUI, og ISI. Dette skyldes for det første at kanalen vil være dynamisk, slik at dempningen og forvrengningen av pulsene vil hele tiden endre seg. Selv om en utsendt puls gir feildeteksjon vil dette nødvendigvis ikke gjelde for etterfølgende pulser. Si for eksempel at kanalen har en variasjon som gir i snitt deteksjonsfeil for hver 10 puls. Hvis et bit tilsvarende 0 da blir representert med 5 etterfølgende pulser, vil desisjonen gjøres ved å se på om det er flest pulser som gir 0 eller 1. Sannsynligheten for at 5 etterfølgende pulser gir flest 0 er større enn hvis det kun ble sett på en enkelt puls. Det samme prinsippet vil gjelde under påvirkning av MUI og ISI. For node 4 kan det merkes at BER ikke blir redusert selv når det byttes 30 pulser per bit. Dette skyldes at dempningen samt kanalforvrengningen av det mottatte signalet er så stor at utfallet ved deteksjonen av en puls nærmest er tilfeldig. Dersom sannsynligheten for feildeteksjon av pulsene er på 0.5 vil det ikke kunne gi noen forbedring samme hvor mange pulser det benyttes per bit.

Effekten av plassering på kroppen.

Node 1 har klart lavest BER for alle verdier av N_s , dette er dog naturlig da denne noden befinner seg på fremsiden av kroppen nærmest mottakeren. Absolutt verdien av mottatt puls og korrelasjonsmaskene for node 1 er vist i figur 3.11. Fasongen på korreleasjonsmaskene vil tilsvare fasongen på den utsendte pulsen, så ved å sammenlikne denne med den mottatte pulsen kan det ses at den stort sett vil beholde den opprinnelige fasongen. Dette vil være fordelaktig da 2-PPM mottakeren er matchet mot den utsendte pulsfasongen. Dempningen på så korte avstander vil heller ikke være problematisk. Derimot for node 2 og 3 som befinner seg på siden og bak på kroppen vil BER være vesentlig høyere. Dette skyldes i hovedsak 2 effekter. For det første vil lengre avstand mellom sender og mottaker gi større demping av

signalet, og dermed en reduksjon i SNR. For det andre vil det mottatte signalet bestå av en sum av flere ulike MP komponenter som følge av diffraksjon rundt kroppen, og refleksjon fra rommet rundt. Antall MP komponenter, samt forsinkelsen og forvrengningen disse har gjennom kanalen vil være avhengig av både avstanden mellom sender- og mottakernoden, og plasseringen på kroppen. Disse komponentene vil skape problemer i deteksjonen dersom ingen kanaltilpassning benyttes. Grunnen til dette vil bli nærmere forklart senere i kapitlet.

I tidligere kommunikasjonsteori er det ofte gjort antagelser om at pulsvarigheten til UWB-IR signalet er så kort at den vil ved MP forplantningen over kanalen ankomme mottakeren som flere uavhengige kopier av den utsendte pulsen[28]. Det er også som blant annet i kanalmodellen for 802.15.3a standardiseringen, blitt benyttet reelle verdier der kanalen kun tilfører en fase endring på $\pm\pi$, som altså tilsvarer en endring i polarisering på ± 1 . Dette har vist seg å være en alt for unøyaktig representasjon, spesielt ved forplantning rundt kroppen. Dette er blitt bekreftet av Andrew Fort som har vært med å utvikle BAN modellen. Målingene har vist at dersom det sendes en puls gjennom en virkelig antenne og kanal, vil det mottatte signalet i de fleste tilfeller se mer ut som en kontinuerlig puls dratt utover i tid. Dette skyldes blant annet at

- Ved virkelige innendørs omgivelser vil som regel de ulike MP komponentene ankomme mottakeren så tett at de overlapper. Selv med en tidsopløsning på 0.5 ns som ble benyttet i målingene for BAN kanalmodellen klarte de ikke å skille individuelle MP komponenter.
- Hver enkelt puls vil bli forvrengt på grunn av frekvensavhengighet i sender og mottaker antennene. Dette vil som regel også medføre at den originale pulsen vil bli dratt utover i tid. Dette gjelder spesielt for UWB systemer, da det utsendte signalet befinner seg over et veldig stort frekvensområde.
- Frekvensavhengigheten til materialene som pulsene treffer ved forplantning over kanalen vil også gi en forvrengning og spredning av pulsen.

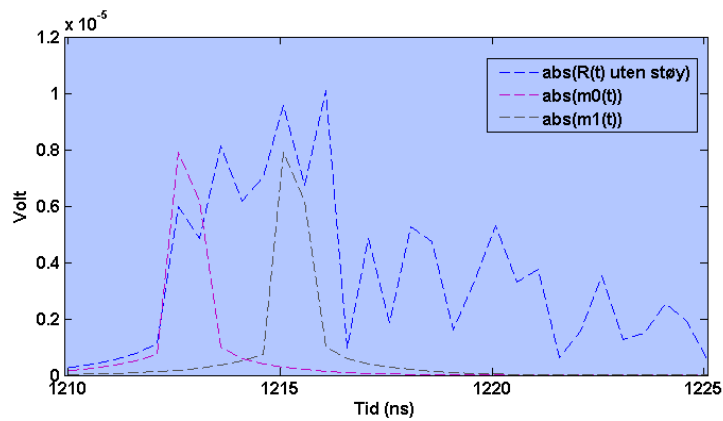
Figur 3.25 viser en gjennomsnittlig mottatt puls basert på 15000 realiseringer av kanalmodellen for node 1 til 4 som er plassert på henholdsvis framsiden, siden, og baksiden av overkroppen. Som effektene beskrevet over impliserer vil det mottatte signalet ha en mer kontinuerlig fasong, dette fordi de reflekterte pulsene vil ankomme mottakeren mye tettere enn pulsvarigheten t_m . For nodene plassert bak og på siden av kroppen kan det også observeres 2 uavhengige komponenter som ankommer mottakeren ca 43 og 86 ns etter

den første MP komponenten. Dette skyldes refleksjon fra veggene rundt. Som nevnt under beskrivelsen av kanalmodellen vil ikke disse MP komponentene inntreffe fra noden plassert foran på kroppen, dette fordi de vil være skjermet av kroppen til personen den er montert på.

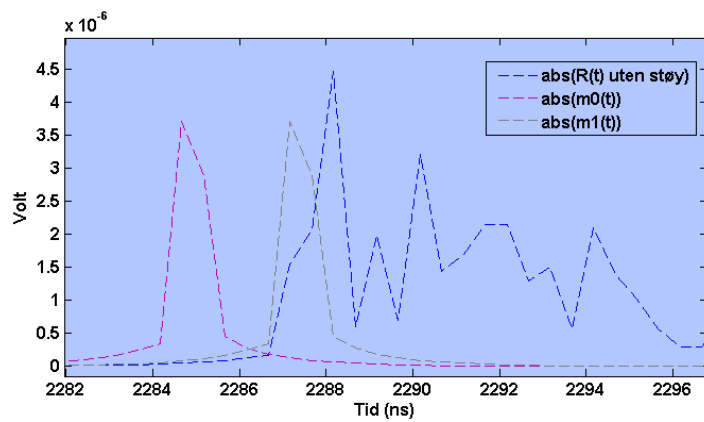
Ved å sammenlikne deteksjonen av en utsendt puls tilsvarende '0' fra nodene plassert foran(figur 3.11) og bak(figur 3.22(a)) på overkroppen. Kan det observeres at den mottatte pulsen fra noden plassert på baksiden vil bli vesentlig mye mer forvrengt og spredd utover i tid. Det er nettopp denne effekten som viser seg å være mest problematisk for dekoding av det mottatte signalet. I begge figurene er korrelasjonsmaskene $m_0(t)$ og $m_1(t)$ vist i lilla og grå stiplede linje. For pulsen fra noden plassert på baksiden av overkroppen, vil spredningen av pulsen tilsvarende '0' medføre at masken matchet mot '1' ($m_1(t)$) vil få tilført veldig mye "feilenergi" under desisjon som følge av de forsinkede MP komponentene. Denne effekten vil ikke være så fremtredene for nodene plassert foran på kroppen da mottatt puls ikke vil ha så stor spredning av MP komponentene.

Deteksjonen av en utsendt '1' for noden plassert på baksiden av overkroppen er vist i figur 3.22(a)). Spredningen av puls vil her ikke bli et så stort problem da deteksjonstidspunktet tilsvarende en utsendt '1' ligger etter deteksjonstidspunktet for '0' i en avstand tilsvarende PPM skiftet. Spredningen av pulsen i form av forsinkede MP komponenter vil gi mindre energi for masken $m_1(t)$, men vil derimot ikke gi økt energi for masken tilsvarende $m_0(t)$ slik som ved deteksjon av en puls tilsvarende '0'. Figurene er basert på absolutt verdien til signalene kun for å illustrere selve problematikken rundt tidsforsinkelsen av pulsene. Hvordan disse tidsforsinkede komponentene påvirker selve desisjonen vil også være avhengig av fasen. For å vise effekten av dette er det først utført deteksjon på 30 pulser tilsvarende 1, og så for 30 pulser tilsvarende 0. Deretter er desisjonsvariablene tilsvarende $Z_{0,1} = |\int_0^{T_s} R(t)m_{0,1}(t)dt|$ plottet i figur 3.24 og 3.23. Som figure 3.24 viser vil deteksjonen av pulserrekken tilsvarende '1' detekteres uten problemer da desisjonsvariablene tilsvarende Z_1 gir størst energi for alle pulsene. Desisjonsvariabelen Z_0 vil også som antatt være tilnærmet lik 0 for alle pulsene. Derimot for pulserrekken tilsvarende '0' vil deteksjonen bli vesentlig mer problematisk. Som figur 3.23 viser vil effekten av den store spredningen av MP komponenter for noden plassert på baksiden gjøre at bit desisjonen nærmest blir helt tilfeldig. Selve variasjonen av toppene skyldes varierende kanalforhold, og robustheten mot støy tilsvarende $|Z_{0,1} - Z_{1,0}|$ vil derfor være veldig varierende fra puls til puls.

Dette fenomenet som gir større feilsannsynlighet for symboler tilsvarende

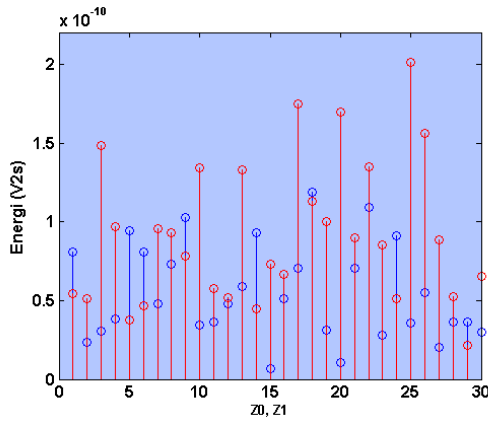


(a) Deteksjonen av en puls tilsvarende 0.

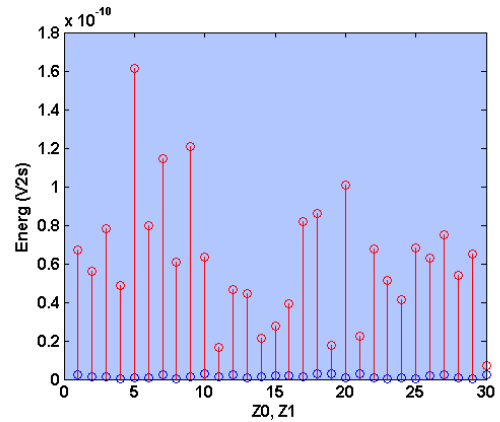


(b) Deteksjonen av en puls tilsvarende 1.

Figur 3.22: Deteksjon av mottatt signal fra node 4 med 2-PPM-TH mottakeren.



Figur 3.23: Desisjonsvariablene Z_0 (blå) og Z_1 (rød) ved pulsrekke tilsvarende 0 for node 4.



Figur 3.24: Desisjonsvariablene Z_0 (blå) og Z_1 (rød) ved pulsrekke tilsvarende 1 for node 4.

'0' enn '1', skyldes at korrelasjonsmottakeren er matchet mot den utsendte pulsfasongen og vil derfor kun være optimal for en AWGN kanal. For å få en optimal mottaker ved forplantning rundt kroppen må mottakeren korrigere for forvrengningen og spredningen av pulsene som vil oppstå når de forplanter seg over kanalen. Det er nettopp dette som blir gjort når det benyttes en RAKE mottaker.

Effekten av MUI

Ved en ideell AWGN kanal som ikke har effekten av MP forplantning, vil MUI være avhengig av bredden på pulsen, hvor ofte pulsene sendes, og hvordan disse spres rundt i tid. For PPM-TH vil dette i utgangspunktet henge sammen med pulsbredden, og hvor mange chiper som benyttes for hvert symbolintervall T_s , samt også valg av TH kode. Estimerer på effekten av MUI i et PPM-TH system er gitt i [17][23], men det tas her kun hensyn til bredden på den utsendte pulsen, og ikke effekten av MP forplantning, og forvrengning som pulsene vil få over kanalen.

Da MP forplantningen til BAN modellen vil spre den utsendte pulsen ut over et tidsintervall helt opp mot 100 ns vil det være naturlig å anta at dette vil gi en betydelig effekt av MUI. Spesielt med tanke på at 4 pulser med så stor spredning skal plasseres innenfor et tidsintervall på $T_s=228$ ns.

NODE 1 (FRAMSIDEN)

Deteksjonen av det mottatte signalet fra node 1 vil få minimal påvirkning av MUI fra de andre nodene fordi signalet vil i gjennomsnitt ha et energinivå som er henholdsvis 17.5 dB høyere enn for node 3, og over 20 dB høyere enn for node 3 og 4. Dette kan også ses ved å se på amplitudeverdiene til de mottatte pulsene som er vist i figur 3.25. Node 1 vil derfor ha 0 BER ved $N_s=2$ selv ved påvirkning av MUI som vist i den blå grafen i figur 3.20.

NODE 2 (SIDEN)

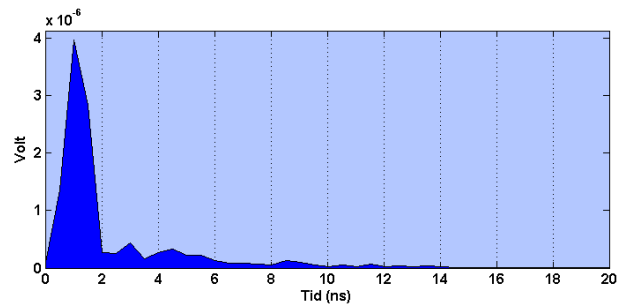
Den mottatte energien for node 2 vil være ca 4.5 dB og 6 dB høyere enn for node 3 og 4. Node 3 og 4 som er plassert på baksiden vil også ha en større spredning av den totale energien, slik at hvis det kun ses på deteksjonstidspunktet som tilsvarer de først 1.5 ns av pulsene vil node 2 ha et energinivå som ligger enda 2 dB høyere. I "worst case senario" der den første delen av pulsene fra node 3 og/eller 4 kolliderer med pulsen fra node 2 i deteksjonstidspunktet vil dette klart kunne gi en reduksjon i BER. Som vist i figur 3.30(b) vil et forhold mellom pulsenergi og AWGN på 6.5 dB som tilsvarer energiforskjellen mellom node 2 og 3 i deteksjonstidspunktet, gi en BER på ca 0.03 selv når det benyttes en RAKE mottaker i deteksjon. Støy i form av interfererende pulser vil følgelig ha litt andre egenskaper en AWGN, men det viser tydelig at det vil kunne påvirke deteksjonen. En pulskollisjon med node 1 vil uten tvil kunne påvirke BER til node 3, men denne har en bredde som er mindre enn de andre nodene, så sannsynligheten for pulskollisjon vil være mindre.

NODE 3 OG 4 (BAKSIDEN)

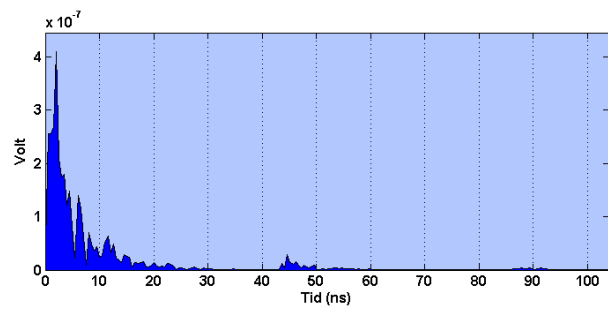
De samme effektene vil gjelde for node 3 og 4, men disse vil bli enda mer påvirket av node 2 da de har et lavere energinivå. Grunnen til at disse effektene av MUI ikke kommer så klart frem ved å sammenlikne BER når alle sender samtidig(figur 3.20), og når kun en node sender av gangen(figur 3.21), er at variasjonen i BER som skyldes forvrenging og spredning av pulsene vil være av mye større betydning da ingen kanaltilpassning blir benyttet i 2-PPM mottakeren. Det vil senere bli vist i kapittel 3.5.2, at effekten av MUI kommer vesentlig klarer fram når det benyttes en RAKE mottaker.

3.5.2 RAKE Mottaker

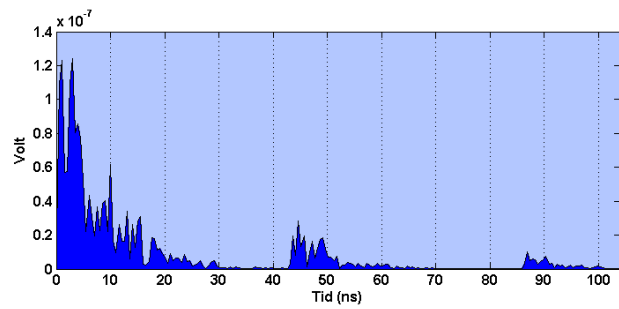
Figur 3.26(a) , 3.26(b), 3.26(c) og 3.26(d) viser BER ved økning av antall fingre i RAKE mottakeren ved $N_s = 1$ for de 4 nodene. Det er valgt å



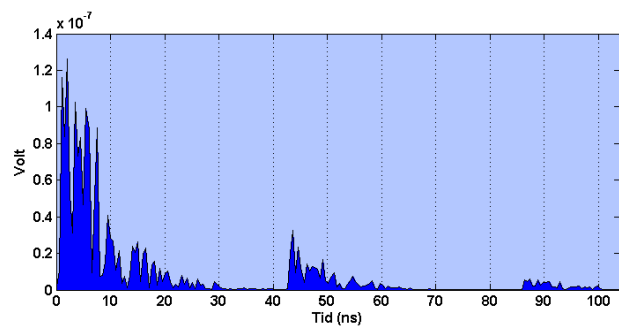
(a) Node 1: framsiden (0.14 cm).



(b) Node 2: Siden (0.27 cm).

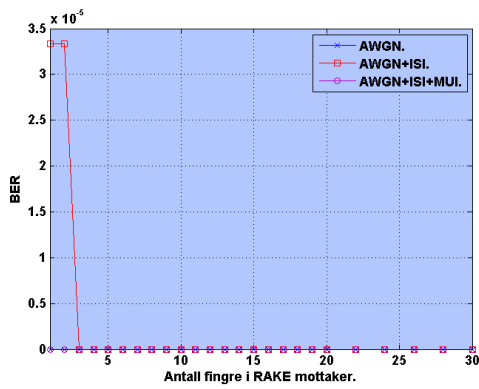
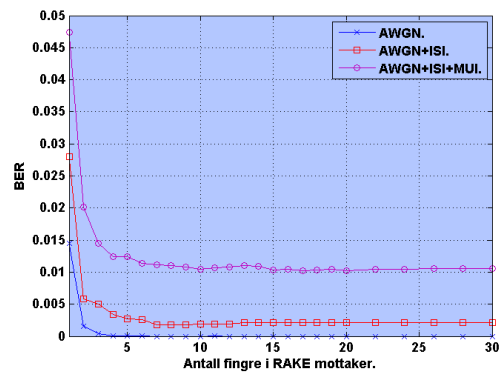
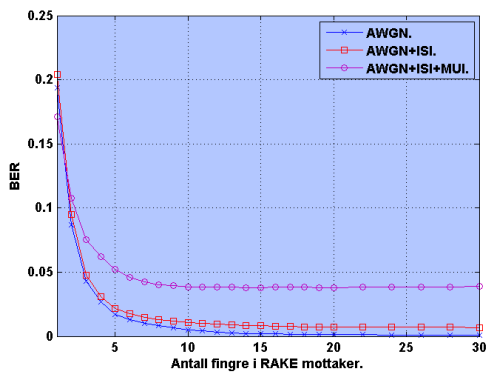
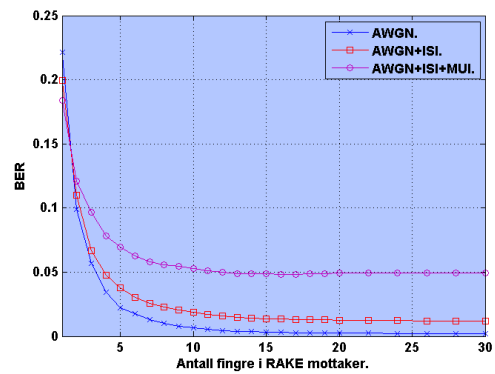


(c) Node 3: Baksiden (0.37 cm).



(d) Node 4: Baksiden (0.49 cm).

Figur 3.25: Absoluttverdi av basisbåndrepresentasjonen til mottatte pulser i snitt basert på 15000 kanalrealiseringer.

(a) Node 1, $N_s = 1$.(b) Node 2, $N_s = 1$.(c) Node 3, $N_s = 1$.(d) Node 4, $N_s = 1$.

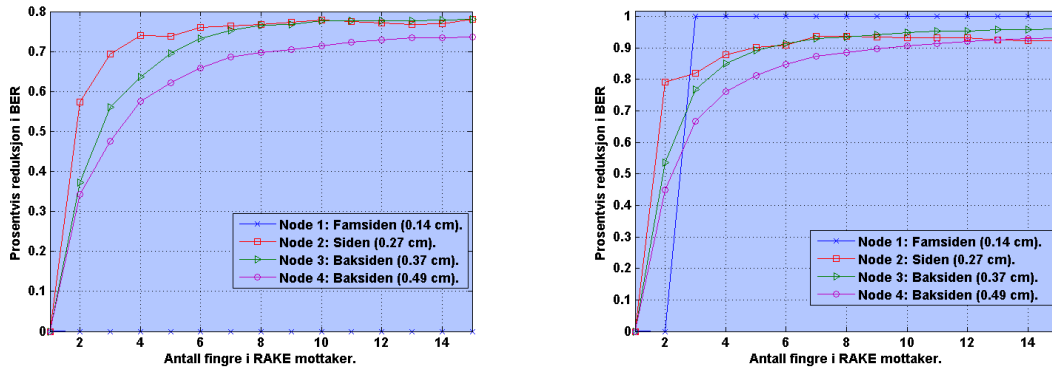
Figur 3.26: BER ved økning av antall fingre i RAKE mottakeren ved påvirkning av ulike former for støy.

benytte $N_s = 1$ i simuleringen fordi BER vil da også tilsvare den gjennomsnittlige sannsynligheten for feildeteksjon av en puls. Dette vil senere i oppgaven bli omtalt som puls error raten. BER er også blitt beregnet for flere ulike støyfaktorer for å kunne se hvilken innvirkning disse vil ha på transmisjonssystemet. Den lilla grafen i figurene utgjør BER når alle nodene sender samtidig. Det mottatte signalet fra nodene vil da være påvirket av både ISI, MUI, og AWGN. Den røde grafen i figurene er BER når bare en node sender av gangen, og det mottatte signalet vil da ikke bli påvirket av MUI. Den blå grafen er også BER når bare en node sender av gangen, men her er det blitt benyttet en TH kode som sikrer ISI fri transmisjon. Det mottatte signalet vil da bare bli påvirket av AWGN.

BER er basert på gjennomsnittet av 120000 sendte bit, sendt over 60 ulike kanalrealiseringer. BER er blitt beregnet for helt opp til 200 fingre, som tilsvarer matching mot alle tappene i kanalmodellen, et vil si en Ideell RAKE mottaker. Da BER var tilnærmet konstant fra 30 fingre er resten blitt utelatt for å bedre kunne se endringene i starten av grafen. Som figurene viser vil alle nodene få en reduksjon i BER ved å øke antall fingre. RAKE mottakeren vil tilsvare et matchet filter, slik at ved å øke antall fingre vil det gradvis tilføres en bedre matching mot kanalen. RAKE-mottakeren vil gi en reduksjon i BER både fordi den korrigerer for forvrengningen i form av fase-dreiningen som tilføres av kanalen, noe som gir en mer presis deteksjon i hver av korrelatorene, og fordi ved å øke antall fingre fanges det opp mer av den utsendte energien som blir spredd utover i tid i form av MP komponenter. Dersom 200 fingre benyttes vil dette gi fullstendig matching av kanalen, men dette vil ikke korrigere for effekten av termisk støy, ISI, og MUI.

Valg av antall fingre

En økning av antall fingre vil gi økt kompleksitet, og derfor også økt energiforbruk i mottakeren. En Selective RAKE (SR) mottaker som er benyttet i simuleringen krever en korrelator per finger, så kompleksiteten vil øke etter som antall fingre i mottakeren økes. Det utføres også deteksjon basert på de N største MP komponentene, dette vil medføre at dersom $N > 1$ vil et estimat av hele kanalen være nødvendig for å rangere og velge ut de N største komponentene. Derimot i spesialtilfellet der $N = 1$ vil mottakeren bli mye simplere, fordi den da bare trenger å synkronisere mot den største pulsen, uten å estimere hele kanalen[22]. Økt kompleksitet vil som regel også medføre økt energiforbruk, så antall fingre som bør benyttes i mottakeren vil derfor være en avveining mellom gevinsten i forhold til reduksjon i BER, og



(a) Alle nodene sender samtidig.

(b) En node sender av gangen.

Figur 3.27: Prosentvis reduksjon i BER i forhold til å bruke kun 1 finger i mottakeren.

økt energiforbruk i mottakeren.

Figur 3.27 viser prosentvis reduksjon i BER ved økning av antall fingre i mottakeren i forhold til når kun en finger benyttes for node 1-4. Dette er blitt benyttet som mål fordi det viser gevinsten ved å tilføre økt kompleksitet i mottakeren i forhold til å ha en vesentlig enklere mottaker når $N = 1$. Det er også valgt å se på tilfellet både når alle sender samtidig (3.27(a)) og når kun en node sender av gangen (3.27(b)). Dette for å kunne se hvilken betydning MUI vil ha for gevinsten ved å ta med flere fingre i RAKE mottakeren.

NODE 1 (FREMSIDEN)

I figur 3.27(a) der alle nodene sender samtidig vil det for node 1 ikke gi noen reduksjon i BER ved å øke antall fingre i mottakeren. Dette skyldes at denne noden har så gode kanalforhold at 0 BER oppnås selv ved å benytte kun 1 finger. Selv den vanlige 2-PPM-TH mottakeren ga 0 BER ved $N_s=2$. For noder som befinner seg så nære mottakeren vil kanalforholdene være så gode at det nødvendigvis ikke vil være lønnsomt å tilføre økt kompleksitet ved å benytte noen form for kanaltilpassing. Derimot kan det observeres i figur 3.27(b) der kun en node sender av gangen at det for node 1 vil gi 100 prosent reduksjon i BER ved å benytte flere enn 2 fingre. Dette skyldes at ved simuleringen når bare node 1 sender har det oppstått noen få pulskollisjon på grunn av ISI som har gitt opphav til en BER på $3.3 \cdot 10^{-5}$ når kun 1 og 2 fingre benyttes i deteksjonen. Når flere en 2 fingre er benyttet har dette derimot gitt 0 BER noe som derfor vil gi en 100 prosent reduksjon i BER. Det skal her merkes

at BER når alle nodene sender samtidig burde i utgangspunktet være høyere enn når kun en node sender av gangen. Derimot har det mottatte signalet fra denne noden så høy signalstyrke at det kun vil gi feildeteksjon dersom en pulskollisjon som følge av ISI skulle oppstå. Dette gjeldet både med og uten MUI. Denne situasjonen vil oppstå veldig sjelden for node 1 fordi den har en veldig liten spredning av energien ved forplantning over kanalen. Da ISI som medfører feildeteksjon oppstår ekstremt sjelden for denne node må det utføres veldig mange simuleringer for å få med denne effekten. Det er bare tilfeldigheter som har gjort at det er oppstått når bare en node sender. Dersom flere simuleringer kjøres med MUI vil det også her en sjelden gang oppstå bitfeil. Effekten av ISI vil bli nærmere diskutert senere i kapittelet. For å få en minst mulig kompleksitet i mottakeren vil derfor en finger være optimalt for denne noden.

NODE 2 (SIDEN)

For noder som er plassert på siden av kroppen vil det gi en klar gevinst å øke antall fingre i mottakeren. Som figur 3.27 viser vil største prosentvis reduksjonen i BER være gitt ved de 4 første fingrene både når en node sender av gangen, og når alle sender samtidig. Gevinsten ved 4 fingre vil være på 87,85 prosent når bare node 2 sender mot 73,91 prosent når de andre nodene sender samtidig. Det vil altså gi en reduksjon i gevinst når flere noder sender samtidig. Denne reduksjonen skyldes MUI. Når antall fingre i mottakeren økes vil det utføres deteksjon på et større tidsintervall noe som også øker sannsynligheten for at interfererende pulser befinner seg innenfor deteksjonsintervallet, dette medfører derfor en reduksjon i gevinst. Det vil fortsatt i teorien kunne oppnås en liten forbedring ved å ta med flere enn 4 fingre. Når for eksempel antall fingre økes til 8 vil dette gi en forbedring på 5.74 prosent når bare node 2 sender, og 2.9 prosent når de andre nodene sender samtidig. Siden kanalen i virkeligheten må estimeres ved matching av RAKE mottakeren, vil et perfekt estimat være urealistisk da kanalforholdene hele tiden vil variere på grunn av forflytning av personen, samt endring av omgivelsene rundt. Det vil derfor være naturlig å anta at kun de største variasjonene i kanalen vil kunne korrigeres for. Også med tanke på økt kompleksitet vil derfor 4 fingre trolig være et optimalt valg for denne noden. Når 4 fingre benyttes i mottakeren vil dette som vist i figur 3.26(b) gi en puls error rate på 0.0034 når en node sender av gangen, og på 0.0124 når alle sender samtidig. MUI vil derfor gi en økning i puls error rate på 0.0090.

NODE 3 OG 4 (BAKSIDEN)

For begge nodene montert på baksiden av overkroppen vil gevinsten være større ved å ta med flere fingre enn for noden montert på siden. Dette skyldes som vist i figur 3.25, større spredning av de ulike MP komponentene. For noden på siden vil mesteparten av den utsendte energien være fordelt over noen få MP komponenter, mens for noden montert på baksiden vil den store spredningen medføre at det må benyttes flere fingre i RAKE mottakeren for å "fange" opp samme mengden energi i desisjonen (tatt i betraktning dempingen til signalet). Dette kan observeres i figur 3.27, der gevinsten i form av reduksjon i BER for node 3 og 4 vil ha en nokså slakk stigning i forhold til node 2 når antall fingre økes. Dette gjelder både når en node sender av gangen og alle sender samtidig. For begge nodene vil også økningen i gevinst bli minimal når flere enn 8 fingre tas med. 8 fingre vil derfor bli benytte for begge nodene. For node 3 vil dette gi en prosentvis reduksjon i BER på 93.52 prosent når den sender alene, og 76.61 prosent når alle nodene sender samtidig. For node 4 henholdsvis 88.45 og 69.80 prosent. På grunn av effekten beskrevet tidligere vil begge disse nodene som node 2 få en reduksjon i gevinst som følge av MUI. Det kan også observeres at node 4 vil ha en gevinst som er noe lavere enn for node 3, selv da begge er plassert bak på kroppen og har samme fading. Dette skyldes at node 4 er plassert lengre unna mottakernoden, og det mottatte signalet vil derfor ha en lavere signalstyrke. De første MP komponentene som fanges opp av de første fingrene vil ha mest energi, de forsinkede komponentene vil derimot være vesentlig mer dempet. For node 4 vil disse forsinkede komponentene ha så lav signalstyrke at når støyen blir tatt i betraktning vil disse komponentene gi liten forbedring i SNR. Ved å benytte 8 fingre i mottakeren ved deteksjon av signalet fra node 3, vil dette som vist i figur 3.26(c) gi en puls error rate på 0.0132 når en node sender av gangen, og 0.0401 når alle sender samtidig. For node 4 henholdsvis 0.0231 og 0.0556 som vist i figur 3.26(d). MUI vil da gi en økning i puls error rate på 0.0269 for node 3, og 0.0325 for node 4.

OPPSUMMERING AV RESULTATER

Det kommer altså her tydelig fram at jo lengre nodene er unna mottakeren jo mer påvirket blir de av MUI. RAKE mottakeren vil korrigerer for forvrengningen tilført av kanalen, og med de valgte paramterne også fange opp mesteparten av den utsendte energien. Men når nodene befinner seg lengre unna mottakeren vil det mottatte signalet bli mer dempet, noe som vil redusere robustheten mot støy tilsvarende $|Z_{0,1} - Z_{1,0}|$. Deteksjonen av signalet fra disse nodene vil derfor være mer følsomme for MUI og støy generelt. En oppsummering av paramtervalg og gevinst for RAKE mottakeren optimert for de ulike nodene er gitt i tabell 3.4.

	Fingre	BER reduksjon	
		En sender	Alle sender
Node 1	1	-	-
Node 2	4	87,85	73,91
Node 3	8	93.52	76.61
Node 4	8	88.45	69.80

Tabell 3.4: Prosentvis reduksjon i BER i forhold til å benytte 1 finger i RAKE mottakeren.

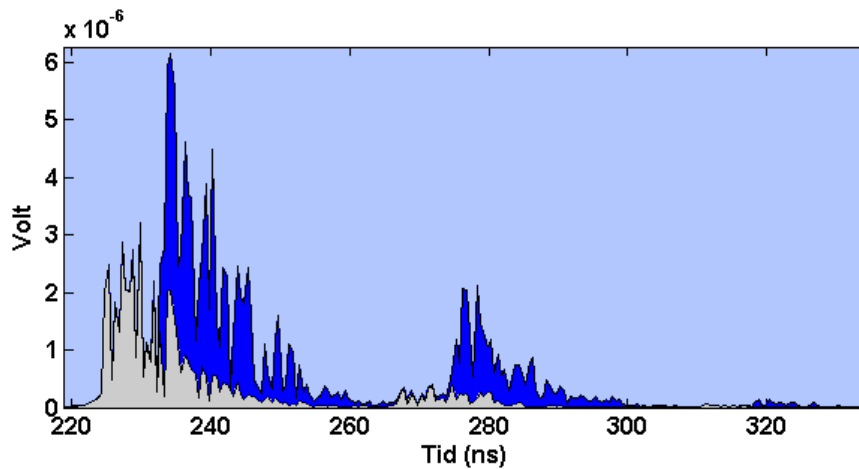
Effekten av ISI og valg av TH kode

Transmisjonssystemet benytter et chip intervallet på 4 ns noe som i utgangspunktet vil være stort nok for å sikre ISI fri transmisjon dersom det kun tas høyde for pulsbredden til den utsendte pulsen på $T_m=1.5 \text{ ns}$. Små spredninger av den utsendte pulsen vil heller ikke bli veldig problematisk da hver puls blir tilfeldig plassert i en av de 57 chipene som dekker symbolintervallet på 228 ns . Ved å se på det utsendte signalet over 2 symbolintervaller vil dette altså utgjøre et tidsintervall på 456 ns der en puls blir tilnærmet tilfeldig plassert på den første halvdel, og den etterfølgende pulsen på neste halvdel. Det er derfor ikke ofte det vil forekomme at pulsene blir plassert veldig nære hverandre. Samtidig må også de forsinkede MP komponentene ha betydelig energi for å kunne påvirke deteksjonen. ISI burde derfor i utgangspunktet ikke være et stort problem.

Derimot har observasjoner av pulsene som forplanter seg rundt kroppen vist at energispredningen er så stor at det gir opphav til vesentlig økning av feildeteksjoner som følge av ISI i deteksjonstidspunktet. Denne effekten er størst for nodene plassert på siden og bak på kroppen da disse vil ha størst spredning av MP komponenter. Som vist i figur 3.25 vil mottatt puls fra nodene plassert bak og på siden av overkroppen ha MP komponenter som ankommer så sent som 100 ns etter den første delen av pulsen. Dette vil derfor kreve at utsendte pulser er adskilt med minst 100 ns for å unngå ISI. Tradisjonelt sett vil hele symbolintervallet T_s deles inn i chiper lik summen av pulsvarigheten T_m og PPM skiftet ϵ . Der en puls per symbolintervall blir plassert i en av chipintervallene basert på TH koden den benytter. Disse TH koden blir som regel valgt slik at de sprer pulsene best mulig for å få et fint spekter, og samtidig sørger for at de ulike brukerne har minst mulig korrelasjon mellom TH kodene for å få minst mulig MUI.

Det tas som regel veldig lite hensyn til hvilken posisjon etterfølgende pulser har i forhold til hverandre for en enkelt sender, da chip intervallet i ut-

gangspunktet skal være stort nok for å forhindre ISI dersom det kun ses på bredden til den utsendte pulsen. Ofte velges også TH kodene ved en PRNG. Eksempel på dette er gitt i [18][28]. Simuleringene har vist at denne nærmest tilfeldig fordelingen av pulsene innenfor symbolintervallet T_s vil ha en negativ effekt i form av økt ISI når mye av energien til den opprinnelige pulsen blir veldig spredd utover i tid. Dette fordi, dersom en utsendt puls som plassert i starten av symbolintervallet etterfølges av en puls plassert mot slutten av symbolintervallet vil dette på grunn av MP spredningen som kanalen tilfører gi opphav til vesentlig ISI, noe som vil gi feildeteksjon hos mottakeren. Som vist i figur 3.25(d) vil dette spesielt gjelde nodene plassert bak på overkroppen, fordi de forsinkede MP komponenten vil ha et energinivå som utgjør en betydelig del av energien i deteksjonstidspunktet. Figur 3.28 viser en pulskollisjon er oppstått som følge av ISI for node 4. Figuren viser også "worst case scenario" da den første pulsen (blå) er plassert i første chip intervall, og etterfølgende puls (grå) i siste. Som det tydelig vises her vil ISI bidra til veldig mye "feilenergi" i deteksjonen. Selv når pulsene flyttes 70 ns lengre unna hverandre vil effekten av ISI være gjeldende.



Figur 3.28: Pulskollisjon som følge av ISI for node 4.

En måte å motvirke denne effekten vil være å benytte en TH kode som sikre en avstand mellom hver utsendt puls på minst 100 ns. Et annet alternativ vil være å øke chipintervallet T_c , dette vil garantere en avstand mellom hver utsendt puls tilsvarende $T_c - \epsilon$. For å finne ut hvilken effekt ISI vil ha på BER er det blitt benyttet en TH kode som plasserer alle pulsene i første chip intervall, noe som vil sikre en avstand mellom pulsene på $T_s - \epsilon = 225.5$ ns. Det skal her merkes at å benytte samme chipintervall for etterfølgende pulser vil gi dårlige Flerbruker (MU) egenskaper. Dette skyldes at dersom to noder

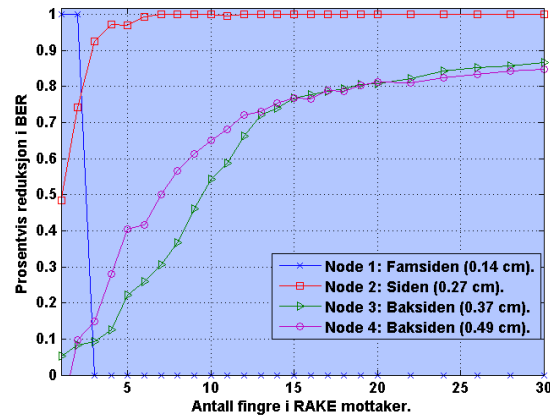
uheldigvis starter å sende ved et tidspunkt som medfører at en av pulsene deres kolliderer vil dette også gjelde alle de etterfølgende pulsene. I denne simuleringen er dette kun gjort for å se på effekten av ISI, og det vil derfor kun bli sett på tilfeller der en node sender av gangen, effekten av MUI vil derfor ikke bli noe problem.

Figur 3.29 viser gevinst i form prosentvis reduksjon i BER når effekten av ISI fjernes for node 1-4. Ved å benytte en TH kode som forhindrer ISI vil dette som forventet gi en betydelig reduksjon i BER. Som det her vises vil gevinsten bli større når antall fingre økes, dette skyldes at det da utføres deteksjon på et større tidsintervall, noe som vil gi økt effekt av ISI. Gevinsten i form av prosentvis reduksjon i BER vil også være større for node 2 som er plassert på siden enn for node 3 og 4 som er plassert bak på kroppen. Men det skal her påpekes at grafene viser *prosentvis* reduksjon i BER for hver av nodene, så selve reduksjonen i BER vil allikevel være størst for node 3 og 4 som er plassert bak på kroppen.

NODE 1 (FREMSIDEN)

Deteksjonen av det mottatte signalet fra node 1 vil sjelden bli påvirket av ISI, dette skyldes som vist i figur 3.25(a), en veldig liten spredning av energi i form av MP komponenter. Da mesteparten av energien befinner seg i de første 2 ns av pulsen vil ISI kun bli et problem i tilfeller der en puls plassert i en av det første chipintervallet etterfølges av en puls som er plassert i det siste. Dette scenario inntreffer dog veldig sjelden, men i den røde grafen i figur 3.26(a) kan det ses at det har oppstått noen få tilfelle der deteksjonen av det mottatte signalet fra node 1 har gitt en bitfeil. I dette tilfellet er node 1 kun påvirket av ISI og AWGN. Node 1 befinner seg så nære mottakeren og har derfor så høy signalstyrke at støykomponenten som skyldes AWGN ikke vil bli problematisk. Disse bitfeilen er altså en effekt som følge av pulskollisjoner ved ISI. Ved 1 finger i mottakeren vil deteksjonen av det mottatte signalet fra node 1 gi en reduksjon i BER fra $0.33 \cdot 10^{-4}$ med ISI til 0 BER uten ISI. Dette gi altså en reduksjon på 100 prosent. Når flere enn 2 fingre ble benyttet i mottakeren ga det ingen bitfeil selv ved ISI, det ble derfor ikke oppnådd noen gevinst i form av reduksjon i BER ved ISI fri transmisjon. ISI vil fortsatt påvirke deteksjonen, men bare ikke nok til å gi bit feil. Det vil derfor også i disse tilfellene oppnås en gevinst ved ISI fri transmisjon fordi det vil øke robustheten mot andre former for støy.

NODE 2 (SIDEN)



Figur 3.29: Prosentvis reduksjon i BER ved ISI fri transmisjon.

Den prosentvise reduksjonen i BER vil være større for node 2 enn for node 3 og 4, fordi denne noden har vesentlig høyere signalstyrke, og vil derfor bli minimalt påvirket av den gaussiske støyen. Som den blå grafen i figur 3.26(b) viser vil det mottatte signalet fra node 2 ha 0 BER fra 7 fingre når den kun blir påvirket av AWGN. Deteksjonen av mottatt signal fra node 2 vil derfor bli uproblematisk når effekten av ISI fjernes. Ved å benytte 4 fingre i mottakeren som foreslått tidligere vil dette som vist i den røde grafen i figur 3.26(b) gi en BER 0.0034 når en tilfeldig valgt TH kode benyttes. Derimot ved å benytte en TH kode som sikrere ISI fri transmisjon vil dette som vist i den blå grafen i figur 3.26(b) gi $BER=1 \cdot 10^{-4}$. Gevinsten i form av prosentvis reduksjon i BER ved ISI fri transmisjon er altså på hele 97.06 prosent.

NODE 3 OG 4 (BAKSIDEN)

Ved 8 fingre som foreslått ved deteksjon av det mottatte signalet fra node 3 og 4, vil det for node 3 oppnås en reduksjon i BER fra 0.0132 med ISI til 0.0084 uten. Dette kan ses ut fra den røde og blå grafen i figur 3.26(c). Gevinsten for denne noden vil da være på 36.71 prosent. For node 4 vil det oppnås en BER reduksjonen fra 0.0231 til 0.0100, med tilsvarende gevinst på 56.70 prosent.

OPPSUMMERING AV RESULTATER

Reduksjonen og prosentvis reduksjon av BER ved å benytte ISI fri transmisjon for node 1-4 er gitt i tabell 3.5. Ved å se på reduksjonen i BER kommer det helt klart fram at noden plassert på baksiden vil få flest bitfeil som følge av

ISI. Dette skyldes som nevnt tidligere at disse nodene har større spredning av energien som følge av MP forplantning. Det kan også merkes at node 4 vil få flere bitfeil som følge av ISI enn node 3, dette skyldes at node 4 befinner seg lengre unna mottakeren og reduksjonen i signalstyrke vil gi mindre robusthet mot støy.

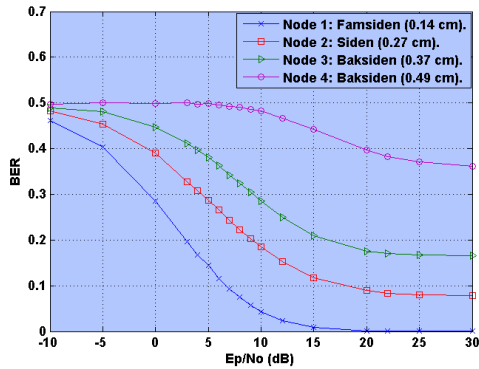
	Fingre	BER Reduksjon	Prosent
Node 1	1	$0.33 \cdot 10^{-4}$	100
Node 2	4	$0.33 \cdot 10^{-2}$	97.06
Node 3	8	$0.49 \cdot 10^{-2}$	36.71
Node 4	8	$0.131 \cdot 10^{-1}$	56.70

Tabell 3.5: Reduksjon i BER ved ISI fri transmisjon når en node sender av gangen.

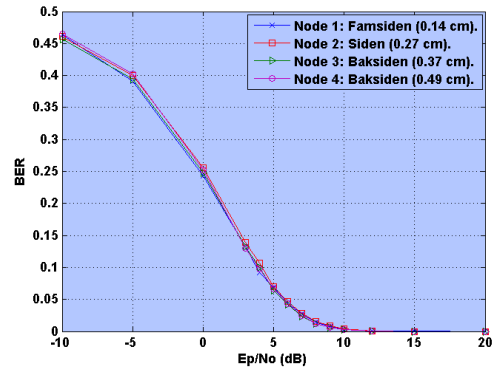
Som simuleringen har vist vil valg av TH kode være avgjørende for prestasjonen til transmisjonssystemet. For å kunne sikre gode MUI egenskaper og tilfredsstillende PSD vil det som nevnt i kapittel 3.3.4, være optimalt å benytte en form for ortogonale koder som både sikrer god spredning av pulsene og gode MU egenskaper. Konstruksjon av disse kodene vil dog fort bli en krevende prosess, spesielt når det benyttes mange noder i transmisjonssystemet. Uansett hvilken type spredekode som benyttes viser simuleringene klart at det ikke vil være nok kun å ta hensyn til pulsbredden på den utsendte pulsen. Effekten som følge av MP forplantning bør absolutt bli tatt hensyn til ved konstruksjon av et transmisjonssystem for et BAN nettverk.

Gevinst ved kanal matching

For å kunne se på hvilken gevinst som oppnås ved å benytte en RAKE mottakeren med de foreslåtte parametervalgene som vist i tabell 3.4, i forhold til en vanlig 2-PPM-TH korrelasjons mottaker, er det utført en simulering der BER for nodene er blitt beregnet for ulike SNR ved påvirkning av AWGN. Støy er blitt generert ved å regne ut gjennomsnittlig energi per puls for det mottatte signalet, deretter er det lagt til AWGN støy med uniform fase som er blitt justert for å gi riktig SNR hos mottakeren. Dette er blitt gjort både når det benyttes en 2-PPM korrelasjons mottaker, og når det benyttes en RAKE mottaker. Da effekten av MUI vil være veldig varierende i forhold til valg av TH kode og antall brukere på kanalen er det her blitt utført simuleringer kun når en node sender av gangen. Resultatet vil da ikke bli påvirket av MUI. Det er også blitt benyttet en ISI fri TH kode, og BER vil derfor bare bli påvirket av AWGN, og effekten av kanalen. N_s er satt til 1 slik at BER



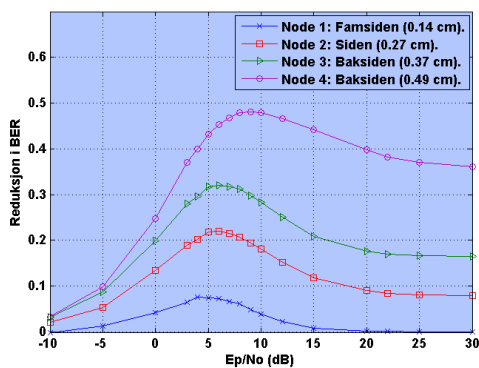
(a) 2-PPM korrelasjons mottaker.



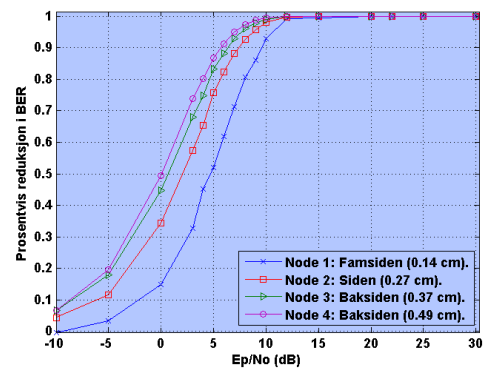
(b) RAKE mottaker

Figur 3.30: BER ved ulike SNR for node 1-4.

representerer også puls error raten. BER for RAKE mottakeren er basert på 120000 sendte bit over 60 ulike kanalrealiseringer. For 2-PPM-TH mottakeren er BER også blitt beregnet på 120000 sendte bit, men det er her blitt benyttet 1800 ulike kanalrealiseringer. Dette er gjort for å få et mer korrekt resultat da denne ikke korrigerer for kanalforholdene, og resultatet vil derfor variere veldig fra puls til puls på grunn av effektene beskrevet i kapittel 3.3.5.



(a) Reduksjon i BER.



(b) Prosentvis reduksjon i BER

Figur 3.31: Gevinst i ved å benytte foreslåtte RAKE implementasjon i forhold til en vanlig 2-PPM korrelasjonsmottaker

VANLIG 2-PPM-TH MOTTAKER

Figur 3.30(a) viser BER ved ulike SNR for 2-PPM mottakeren. Som det her blir

vist vil BER til mottakeren være avhengig av hvilken posisjon sendernoden har på kroppen selv ved samme SNR på det mottatte signalet. Deteksjonen av det mottatte signalet fra node 4 som er plassert lengst bakerst på kroppen vil klart gi størst BER, og selv ved 30 dB SNR vil det fortsatt gi en BER på 0.3616. Mens deteksjon av signalet fra node 1 som er plassert foran på kroppen nærmest mottakeren vil gi lavest BER for alle SNR. Ved 30 dB vil dette gi en BER på 0.0004. Grunnen til at BER er avhengig av posisjonen til sendernodene skyldes for det første at 2-PPM mottakeren kun matchet mot den utsendte pulsen, og utfører derfor bare deteksjon på de første 1.5 ns som tilsvarende den utsendte pulsen. Etter som nodene blir plassert lengre rundt på kroppen blir mer og mer av den utsendte energien fjernet fra deteksjonstidspunktet, og spredd utover i form av forsinkede MP. Disse forsinkede komponentene vil også gi mye feilenergi i deteksjonen av en utsendt 0 som vist tidligere i kapittelet. For det andre vil den mottatte pulsen bli mer og mer forvrengt i deteksjonstidspunktet ettersom nodene er plassert lengre rundt kroppen, noe som gir en dårligere deteksjon når mottakeren er matchet mot den utsendte pulsfasongen.

RAKE MOTTAKER

Figur 3.30(b) viser BER ved ulike SNR for RAKE mottakeren. Som figuren viser vil deteksjonen for den foreslåtte RAKE implementasjonen nærmest gi samme BER for alle nodene uansett SNR hos mottakeren. Dette skyldes at RAKE mottakeren nå er optimert for å fange opp mesteparten av energien fra de forsinkede MP komponentene. Spredningen for nodene på siden og bak vil dog være større, men her er det også blitt benyttet flere fingre i mottakeren for å korrigere for denne effekten. RAKE mottakeren vil også korrigere for forvrengningen som tilføres av kanalen og antennene, og vil derfor prestere vesentlig bedre enn 2-PPM mottakeren.

GEVINST VED RAKE

Figur 3.31 viser gevinsten ved å benytte RAKE mottakeren i forhold til den vanlige 2-PPM-TH mottakeren i form av både reduksjon i BER, og prosentvis reduksjon i BER. Som det kan observeres her vil gevinsten ved å benytte en RAKE mottaker være størst for nodene plassert lengst rundt kroppen. Dette skyldes som nevnt tidligere at 2-PPM-TH mottakeren vil ha størst problemer ved deteksjonen av det mottatte signalet fra nodene lengst unna, mens RAKE mottakeren gir omtrent samme prestasjonen for alle nodene ved lik SNR. Ved -10 dB SNR vil gevinsten bli liten for alle nodene, for ved så lav SNR vil selv RAKE mottakeren få problemer ved deteksjonen av signalene.

Gevinsten vil stadig bli større ettersom SNR økes, og ved 20 dB vil RAKE mottakeren gi 100 prosent reduksjon av BER for alle nodene i forhold til 2-PPM-TH mottakeren. Dette fordi ved så gode SNR vil RAKE mottakeren kunne detektere det mottatte signalet feilfritt, mens 2-PPM-TH mottakeren vil fortsatt ha en puls error rate på henholdsvis 0.0010, 0.0899, 0.1757, og 0.3977 for node 1-4. Den foreslåtte RAKE implementasjonen vil altså uten tvil gi en veldig forbedring av transmisjonssystemet i forhold til en vanlig 2-PPM-TH mottaker, og for nodene plasser bak på kroppen vil en form for kanaltilpassning nærmest være påkrevd for å kunne oppnå en tilfredsstillende prestasjon.

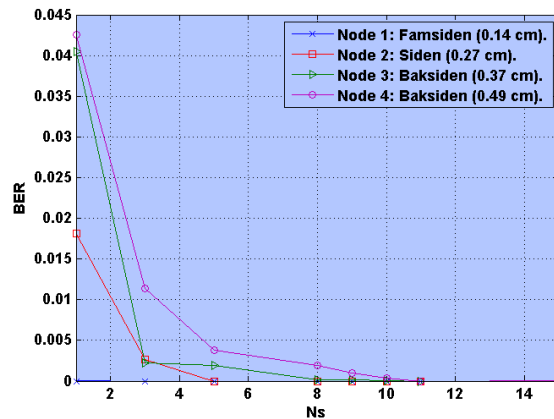
Fysisk lag og Quality Of Service (QoS)

Transmisjonssystemet som benytter RAKE mottakeren med de spesifiserte parametervalgene vil altså klart gi en gevinst i forhold til å benytte en vanlig 2-PPM mottaker, men spørsmålet blir så om det vil kunne tilbys tilfredsstillende ytelse i forhold til QoS som kreves for det fysiske laget i et BAN nettverk.

For å kunne finne ut av dette er det utført en simulering med en RAKE mottakeren med parametervalgene som gitt i tabell 3.4. Deretter er BER er blitt beregnet for ulike verdier av N_s . Dette er blitt gjort for "worst case scenario" der alle nodene sender samtidig. Det er også blitt benyttet en tilfeldig valgt TH kode av lengde 63. Dette vil altså ikke sikre ISI fri transmisjon. Som vist tidligere vil effekten av ISI være vesentlig ved forplantning rundt kroppen. En bedre prestasjon vil derfor kunne oppnås ved å benytte en form for ortogonal TH kode som både sikrer gode MUI egenskaper og ISI fri transmisjon. Da spredningen av pulsen vil variere i forhold til posisjon og avstanden mellom sender- og mottakernode vil TH koden i utgangspunktet måtte optimeres for hver enkelt node for å sikre tilstrekkelig avstand mellom etterfølgende pulser og samtidig oppnå en best mulig spredning av pulsene. De individuelle TH kodene må også koordineres i forhold til hverandre for å sikre ortogonalitet. Dette er av tidsmessige grunner ikke blitt gjort i denne oppgaven, men prestasjonen til systemet for ulik valg av TH koder vil absolutt være interessant å teste ut i fremtidig arbeid.

BER er basert på 17500 detekterte bit for hver verdi av N_s , som utgjør totalt 1085000 utsendte pulser. Det er også blitt benyttet totalt 70 ulike realiseringer av kanalmodellen. Det kan merkes at det her er blitt benyttet vesentlig færre kanalrealiseringer en når det ble benyttet en 2-PPM mottaker i kapittel 3.5.1. Dette fordi det her er benyttet en realisering for hver 250 sendte bit,

og ikke for 30 etterfølgende pulser. Når RAKE mottakeren benyttes vil det bli korrigert for forvrengningen og spredningen av pulsenergien, resultatet i deteksjonen vil derfor ikke variere så mye når spredningen og forvrengningen av pulsene endrer seg. Det er derfor av tidsmessige grunner valgt å redusere antall kanalrealiseringer for å få en mer effektiv simulering.



Figur 3.32: BER ved økning av N_s for RAKE mottakeren med foreslåtte parametre.

Denne RAKE mottakeren er altså optimalisert i forhold til kompleksitet og ytelse basert på hvilken posisjon sendernoden har på kroppen. Selv om mottakeren er tilpasset for å fange opp mesteparten av den utsendte energien for de ulike nodene, vil følgelig deteksjonen av signalet fra noder plassert lengre unna mottakeren få en høyere BER på grunn av dempningen av signalet. Systemet kan dog korrigere for dette ved å benytte flere pulser per bit for nodene som er plassert på siden og baksiden av kroppen.

Figur 3.32 viser BER ved økning av N_s . Deteksjonen av det mottatte signalet for node 1 som befinner seg så nære mottakeren vil gi 0 BER allerede ved $N_s=1$. En puls per bit vil derfor holde for denne noden. Derimot node 2 som befinner seg på siden vil deteksjonen krev noe mer redundant informasjon for å få tilsvarende ytelse. Ved $N_s=5$ vil også mottak fra denne noden gi 0 BER. Deteksjon av signalet fra node 3 som befinner seg bak på kroppen enda lengre unna mottakeren vil kreve 11 pulser per bit for å oppnå feilfri overføring. Mens mottak fra node 4 som befinner seg lengst unna mottakeren vil gi en $BER=1 \cdot 10^{-4}$ ved $N_s = 15$. Som det her er vist vil det ved å utnytte egenskapene til UWB-IR være mulig å oppnå tilfredsstillende ytelse for transmisjonssystemet i et BAN. Det er her både utnyttet MP forplantningen

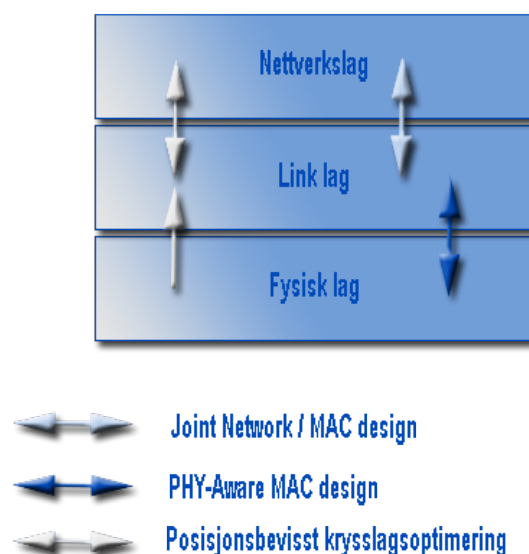
til signalet ved å benytte en RAKE mottaker, og muligheten får å kunne øke mengden redundant informasjon i desisjonen ved å øke antall pulser per bit. Dette er også vist for et ” worst case scenario” der alle nodene sender samtidig. Hvis basestasjonen kun støtter mottak fra en node av gangen vil det benyttes et MAC lag som koordinerer transmisjonen, dette scenarioet vil derfor trolig sjelden oppstå i dette tilfellet. Dersom basestasjonen støtter mottak fra flere noder samtidig vil uansett nodene sende veldig sjelden på grunn av den lave dataraten som benyttes i medisinske sensorer, så det vil uansett ikke være så ofte at alle nodene sender samtidig. Som nevnt tidligere vil også transmisjonen kunne optimaliseres enda mer ved å benytte en ortogonal TH kode som sikrer ISI fri transmisjon. Tabell 3.6 viser en oppsummering av paramtervalg og ytelsen til det foreslåtte transmisjonssystemet for et BAN. Det kan merkes at ratene blir noe høye for å være optimale for bruk til medisinsk data når få pulser per bit benyttes slik som for node 1. Dette kan korrigeres for ved å øke symbolintervallet T_s .

	Fingre	N_s	P_s	Rate	BER	Posisjon	Avstand
Node 1	1	1	-20 <i>dBm</i>	4.38 Mbit	0	Fremsiden	0.14 m
Node 2	4	5	-20 <i>dBm</i>	877 kbit	0	Siden	0.27 m
Node 3	8	11	-20 <i>dBm</i>	399 kbit	0	Baksiden	0.37 m
Node 4	8	15	-20 <i>dBm</i>	292 kbit	$1 \cdot 10^{-4}$	Baksiden	0.49 m

Tabell 3.6: Paramtervalg og ytelse for transmisjonssystemet i et BAN.

Kapittel 4

Krysslag optimering



Figur 4.1: Lagene som er involvert i de ulike krysslag metodene.

Hovedfokuset for tidligere UWB løsninger har frem til i dag stort sett vært rate optimering spesielt med tanke på bruk i ulike multimedia applikasjoner. Derimot i biomedisinske sensor nettverk vil ofte ikke kravene til overføringsraten være spesielt store, men på grunn av strenge krav til levetid, samt en begrenset energi i form av batterier, vil effektforbruket stå sentralt. Løsningene som er blitt benyttet i tidligere rateoptimerte løsninger vil ofte ikke være effektive i et laveffekt, lavrate UWB-IR nettverk.

I motsetning til en tradisjonell lagstruktur som benyttes i for eksempel OSI modellen, vil det i en kryssoptimert løsning utveksles informasjon på tvers av protokollagene som ellers ikke vil være tilgjengelig i tradisjonell lagdeling. Det vil ved å åpne mellom de ulike lagene bedre kunne utnytte de unike egenskapene til UWB teknologien til å danne en mer effektiv og energibesparende totalløsning. En måte å utnytte dette på vil være å konstruere en MAC-protokoll som benytter informasjon fra både nettverkslaget og det fysiske laget. Dette vil blant annet inkludere informasjon om kanal status, lokasjonen til nodene og rutingsinformasjon.

4.1 Felles nettverk- og MAC lag ruting i et multihopp UWB nettverk

Et multi-hopp nettverk vil gi vesentlig større utfordringer i forhold til ruting sammenliknet med et punkt-til-punkt nettverk. Dette fordi en optimal rute må velges på bakgrunn av systemets totale trafikk fordeling, effektforbruk, og overhead. Systemet må altså ta hensyn til både sendereffekten og raten i hver enkelt node, og samtidig ta høyde for hvordan dette vil påvirke interferensen mellom nodene. Ved en kryssoptimering mellom nettverkslaget og MAC laget vil altså routingen ikke bare ta høyde for effekten og raten i hver enkelt node, men også kunne justere disse fortløpende for å til enhver tid kunne minimere systemets totale effekt forbruk. Hvordan krysslagsoptimeringen bør gjøres, og om man har noe å tjene på dette er i litteraturen nokså omdiskutert, men optimaliseringen vil være avhengig av både størrelsen og type nettverk. Flere forslag til kryssoptimering under ulike nettverk blir blant annet gitt i [30]. Det vises i [33] at MAC designet i et multi-hopp nettverk vil være uavhengig av valg av ruting, og at et krysslagskonstruksjon derfor ikke vil være nødvendig. Denne optimeringen er dog bare gjort med et begrenset utvalg av variabler, slik at dette vil nødvendigvis ikke gjelde under andre forhold, og med andre krav til *Quality of service* (QoS).

4.2 Kryss optimering som utnytter posisjonering.

En av de unike egenskapene til UWB-IR er muligheten for nøyaktig posisjonering mellom nodene. I et innendørs UWB nettverk vil mobiliteten være noe

begrenset, posisjonsinformasjonen til nodene vil da kunne utveksles uten for mye overhead. Denne informasjonen vil kunne utnyttes for å optimalisere og samtidig minimalisere kompleksiteten i konstruksjon av nettverksprotokollen. For å få best mulig utnyttelse av posisjonsegenskapene til UWB vil en kryssoptimering både mellom det fysiske-, MAC-, og nettverkslaget være nødvendig. Blant annet vil en rate/effekt kontroll kunne utnytte posisjonsinformasjonen. Ved å benytte informasjon om avstanden mellom nodene i kombinasjon med en kanalmodell kan raten, kanalkodingen, og eventuelt TH koden tilpasses for å oppnå en ønsket SNR og/eller BER mellom to kommuniserende noder. Det forhindres da at man sender med høyere rate/effekt enn nødvendig. Simuleringen av BAN nettverket har også vist at valg av TH kode som sikrer ISI fri transmisjon vil være avgjørende for prestasjonen til transmisjonssystemet når nodene sitter montert på kroppen. Hvor stor avstand som kreves mellom etterfølgende pulser vil være avhengig av hvor stor avstand det er mellom sender- og mottakernoden, samt også hvordan de er plassert i forhold til hverandre på kroppen. Dersom posisjonen til nodene er kjent vil dette kunne utnyttes for å tilpasse TH koden slik at den både minimerer interferensen mellom nodene, og samtidig forhindrer ISI. Basert på informasjon om posisjonen til interfererende noder vil tettheten av nærliggende noder hos mottakeren også kunne benyttes for tilpassning av sendereffekt, rate, og eventuelt back-off algoritme. Rutingen i et UWB nettverk vil kunne forenkles ved å benytte informasjon om posisjonen til de andre nodene. I søket etter den beste rute fra node a til b, vil man tradisjonelt sende ut forespørsel til alle nodene i nettverket. Dersom posisjonen til node a og b er kjent vil man kunne begrense søket, og kunne sende ut forespørsel til bare et begrenset antall noder. Overheaden til søkealgoritmen vil da bli drastisk redusert[36].

4.3 PHY-Aware MAC

En kryssoptimering mellom MAC laget og det fysiske laget vil være avgjørende for konstruksjon av et laveffekt UWB-IR nettverk og på fagspråket omtales dette ofte som en PHY-Aware MAC Design (PHYAMAC). Hvis man tar utgangspunkt i den tradisjonelle lagstrukturen er det et klart skille mellom MAC laget og det fysiske laget. MAC laget har da som hovedoppgave å koordinere tilgangen til det fysiske laget ved å benytte ekskludering dersom samtidig forekommende transmisjon skulle oppstå. Dette kalles på fagspråket for Mutual Exclusion (ME). Samtidig skal også MAC laget tillate nodene å sove dersom ingen transmisjon forekommer. Det fysiske laget derimot er kun ansvarlig for selve transmisjonen, det vil si overføring av bitstrømmen, og

har samtidig også kontroll over rate og sendereffekt. Det er her altså ingen interaktivitet mellom de to lagene, og MAC laget har ingen mulighet til å kunne kontrollere raten og effekten i det fysiske laget. Derimot i en såkalt PHYAMAC har MAC protokollen tilgang til noen eller alle parametere i det fysiske laget og den kan derfor utnytte dette til for eksempel å tilpasse raten og effekten i forhold til interferens mellom nodene.

Utgangspunktet for en PHYAMAC er altså å kombinere funksjonene til både det fysiske- og MAC laget for å danne en mer optimal konstruksjon i forhold til å se på lagene hver for seg.

I et laveffekt biomedisinsk sensornettverk ønsker man å minimere effektforbruk, og dermed øke levetiden til nodene. For å få til dette er det da naturlig å først se på hvilke funksjoner en PHYAMAC protokoll bør inkludere for å kunne konstruere en optimalisert løsning. Tre hovedfunksjoner har vist seg å være viktige[10]:

- Interferenskontroll.
- Destinasjonskontroll.
- Sove håndtering av nodene.

Interferenskontroll går ut på å optimalisere nettverket ved å justere interferensen mellom nodene. Hver enkelt sendernode kan kontrollere interferensen den genererer ved enten å justere sendereffekten, eller sendetidspunktet. Den kan også justere overføringsraten for å oppnå tilfredsstillende signal hos mottakeren uten å øke interferensen.

Dersom man antar at en mottakernode kun kan kommunisere med en sendernode av gangen, vil det være nødvendig med en ekskluderingsprotokoll for å forhindre at to sendernoder prøver å sende data til en mottakernode samtidig. Mekanismen som tar seg av dette kalles *destinasjonskontroll*.

For å spare energi er det viktig at nodene som ikke er aktive over en lengre periode har muligheten til å sove. Hvordan dette løses vil være en avveining mellom lange sove sykluser for å spare mest mulig energi, eller korte sove sykluser for å tillate kortere responstid. En mekanisme for *sove håndtering* av nodene vil derfor kunne benyttes.

Hvordan disse funksjonene implementeres i en PHYAMAC konstruksjon vil være avgjørende for både effektforbruk, og raten til nettverket. Det vil derfor bli sett nærmere på implementering av hver enkelt funksjon, og hvordan dette vil påvirke effektforbruk til nettverket.

4.3.1 Viktige implementasjonsfaktorer for interferenskontroll:

En matematisk analyse av det optimale MAC laget for et UWB med hensyn på eksklusjonsområde, effektkontroll, og rate tilpassning er gjort i [33]. Det vises her at det optimale MAC laget ikke skal benytte effekt tilpassning, men la alle nodene sende på full effekt når de først sender. Det vises også at man skal benytte seg av et ekskluderingsområde rundt noden som mottar. Alle nodene som befinner seg innenfor dette ekskluderingsområde skal unngå å sende under mottaket, mens nodene utenfor kan sende i parallell. Størrelsen på ekskluderingsområde er kun avhengig av effektrestriksjonene til noden som sender og ikke av posisjonen til nodene rundt eller avstanden mellom sender og mottaker. Sender og mottaker bør også tilpasse overføringsraten i forhold til støy og interferens hos mottakeren.

I et laveffekt UWB nettverk vil ekskluderingsområde ofte bli veldig lite (mindre enn 1 meter ved $1\mu W$ [18]). Da implementering av ekskluderingsområde ofte krever en veldig kompleks MAC protokoll med mye tilleggsm informasjon (overhead), vil det ofte lønne seg å droppe ekskluderingsområde [18]. Et annet alternativ til å benytte ekskluderingsområdet er å heller prøve å håndtere interferensen hos mottakeren. Dette kan blant annet gjøres ved å benytte Interference Mitigation (IM), en metode som har vist seg å være svært effektiv. Interferensen til en mottaker vil bestå av termisk støy, kollisjoner mellom pulsene fra senderen og pulsene fra andre interfererende noder. Dersom de interfererende nodene befinner seg veldig nær mottakeren vil energien til de interfererende pulsene være mye større enn det mottatte signalet. En dekode vil typisk dekode lange sekvenser av mottatte signaler samtidig, slik at en kolliderende puls vil da ha innvirkning på dekodningen av flere bit. Bitfeilsannsynligheten vil samtidig også bli større jo større energien til den kolliderende pulsen er. IM utnytter dette ved å fjerne pulser med unormalt høy energi. Hvis pulser fra senderen kolliderer med pulsene fra en nært befinnende interfererende node hos mottakeren vil disse pulsene ha mye høyere energi. Dekoderen vil da benytte en terskelverdi, og fjerne alle pulsene som er over denne verdien. Selv om det da vil mistes noe informasjon i dekodningen er sannsynligheten for kollisjon såpass liten at ved å benytte en form for kanalkode vil man som regel klare å rette opp feilen.

For 2-PPM-TH systemet som er benyttet i BAN simuleringen i kapittel 3, vil effekten av IM også være avhengig av om mottakeren benytter soft eller hard desisjonen i tilfeller når det benyttes flere pulser per bit. Ved soft desisjon der desisjonsvariablene summeres vil trolig IM gi størst gevinst. Dette skyldes

at dersom en pulskollisjon med en node med mye høyere signalstyrke skulle oppstå vil dette bidra til veldig mye feil energi når soft desisjon benyttes. Dette problemet vil altså bli drastisk redusert når IM benyttes, fordi den maksimale feilenergien som tillates vil være gitt av terskelverdien T . Når hard desisjon benyttes vil det bli utført desisjon på hver enkelt puls, en pulskollisjon vil derfor kun påvirke desisjonen av den ene pulsen. Hvilket bit som velges blir avgjort ved å se om det er flest 0 eller 1. Når IM benyttes ved hard desisjon vil 0 eller 1 som har oppstått ved desisjon av pulser med unormalt høy energi bli utelatt når bitverdien velges. Disse verdiene vil mest sannsynlig bidra med feilinformasjon, og prestasjonen til systemet vil bli forbedret ved å ekskludere disse. For å få gode resultater med IM er det avgjørende at det benyttes et fornuftig valg av terskelverdi. Dersom terskelverdien velges for lav vil pulser som ikke har blitt utsatt for pulskollisjon bli utelatt fra desisjonen noe som vil redusere prestasjonen til systemet. Dersom den velges for høy vil selv pulser som har vært utsatt for pulskollisjon bli tatt med og dermed bidra med mye feilenergi i desisjonen. Basert på simuleringer gjort i [18] er det i kommet frem til at et godt valg av terskelverdi vil være $T=3N+A$, der N er effekten til den gjennomsnittlige hvite støyen, og A er estimert effekt til det mottatte signalet. Det er også kommet frem til i [18][10] at IM vil bidra til både høyere rate og lengre node levetid i forhold til å benytte ekskluderingsområde.

4.3.2 Destinasjonskontroll:

For å forhindre at to sendernoder skal sende til samme mottakernode samtidig benyttes ofte en form for handshaking. For å tillate multibrukeraksess kan man blant annet benytte seg av en TH sekvens i det fysiske laget. I en kryss-optimert løsning vil MAC laget kunne utnytte denne TH koden for å koordinere kommunikasjonen mellom nodene. Fordeling av TH koden kan i hovedsak gjøres på 4 måter [29][36].

1. Felles kode: Alle terminaler benytter den samme koden. Dette vil altså bli som en enkel Aloha kanal, der tidspunktet mellom senderne vil være avgjørende for å unngå kollisjon.
2. Mottaker basert kode: Hver node tildeles en unik mottaker kode som den lytter på, mens senderen tilpasser koden etter hvilken mottaker den vil sende til.
3. Senderbasert kode: Hver node har en unik kode for sendig, og mottakeren tilpasser seg senderen kode.

4. Hybrid kode: Benytter seg av en kombinasjon av disse.

En mottakerbasert kode vil forenkle kompleksiteten til mottakeren da den kun trenger å lytte på sin egen TH kode for å sjekke etter innkommende transmisjon. Men problemer vil oppstå dersom to sendere sender til samme mottaker samtidig. Senderbasert koding vil derimot ikke ha dette problemet, da hver enkelt avsender vil benytte en unik TH kode. Minuset med dette vil dog være økt kompleksitet hos mottakeren som følge av at den blir nødt til å overvåke TH koden til alle senderne. En hybrid kode vil kunne benytte en kombinasjon av disse til for eksempel en form for handshaking. Dette kan eventuelt gjøres ved at en sender kan sende en Request To Send (RTS) på mottakerens TH kode, og samtidig legge med sin egen TH kode som mottakernode kan benytte for å få sendt en Clear to Send (CTS) tilbake. En mer detaljert beskrivelse av hvordan dette kan løses vil bli gitt under eksempel på en PHYAMAC konstruksjon gitt i kapittel 4.4:

4.3.3 Sovehåndtering av nodene:

For å spare energi er det viktig å kunne la noder som ikke er aktive sove, men samtidig må det være inkludert en mekanisme for å kunne kontakte en node selv om den sover. To måter å gjøre dette på vil være å enten bruke en tidsinndelt eller ikke tidsinndelt sovekontroll. Dette omtales ofte på fagspråket som slotted og unslotted sovekontroll, og disse uttrykkene vil derfor bli benyttet videre i oppgaven.

En slotted sovekontroll vil benytte seg av periodiske beacons som indikerer starten på en superramme. Superrammen består av et reserverings-vindu hvor senderen kan annonsere en transmisjonsspørring (RTS), samt et datavindu der datapakken sendes. Mottakerne vil da kunne sove mesteparten av tiden bortsett fra under reserveringsluken eller hvis de mottar data. I en unslotted protokoll vil alle mottakerne lytte etter innkommende transmisjon ved ulike lytte perioder. Senderen må derfor lære seg mottakerens lytte tidspunkt. Et alternativ vil være at alle mottakernodene benytter de samme lytteperiodene, men bare forsinket i tid. Sendernoden vil da måtte sende et vekke signal som er like lang som den maksimale sovetiden for å være sikker på at mottakernoden oppfatter beskjeden. Simuleringer i [10] viser at en slotted protokoll gir en lengre levetid en unslotted dersom man ser på levetiden i et nettverk som opererer med en konstant rate på λ_0 , men samtidig stiller krav om at nettverket skal støtte korte *burst* med maksimal rate λ_{max} . Med *burst* (utbrudd) menes det plutselige, gjerne korte tidsintervaller der høyere rate kreves. Dersom man derimot antar at nettverket opererer

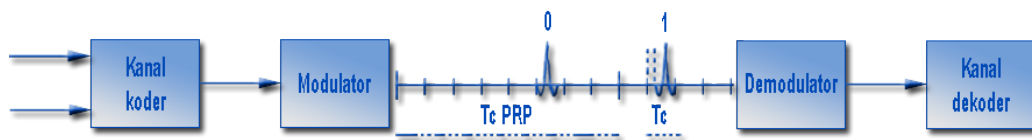
med den samme konstante raten λ_0 , men i stede for raten stiller krav til den maksimale tiden en node må vente for å sende en pakke T_{ad} (*latency*), vil en unslotted sove kontroll klart være bedre for alle verdier av T_{ad} .

Med fokus på å minimere effektforbruket vil implementeringskostnadene av de to protokollene stå sentralt. Ved å benytte en slotted kontroll vil man få overhead i form av fordeling av beacons, samt at man også må håndtere situasjoner der kommuniserende noder ”hører” flere ulike superrammer. En slotted protokoll vil ofte være mer komplisert å implementere, og samtidig gi mer overhead. Samtidig har UWB-IR strenge krav til synkronisering, slik at en slik tidsluke inndeling kan eventuelt kombineres med en form for synkronisering.

4.4 Eksempel på PHY-Aware MAC protokoller

Det finnes i dag flere forslag til lav-effekt PHYAMAC protokoller. Selve konstruksjonen av disse vil følgelig variere noe, men mye av teknikkene beskrevet over vil som regel bli benyttet. For å se på hvordan teknikkene presentert over kan utnyttes, vil kort bli tatt for seg en PHYAMAC konstruksjon som per i dag virker som en av de mest lovende. Det fysiske laget i denne protokollen er også likt som det som er benyttet i BAN simuleringen i kapittel 3. Resultatene vil derfor lett kunne benyttes til å vurdere ulike aspekter rundt konstruksjonen av protokollen.

4.4.1 DCC-MAC:



Figur 4.2: Et overordnet blokkdiagram for DCC-MAC protokollen4.4.

DCC-MAC er en desentralisert MAC protokoll for UWB ad-hoc nettverk basert på dynamisk kanalkoding. Protokollen er konstruert for å tilfredsstillere kravene til 802.15.4a standarden som har som mål å konstruere et lav-effekt ad-hoc nettverk[18]. Blant annet baserer det fysiske laget seg på at sender effekten per node ikke skal overskride 1uW(-30dBm). For å få til

dette benytter de seg av en krysoptimering mellom det fysiske- og MAC laget. Det fysiske laget benytter seg av 2-PPM modulasjon, og TH for å tillate MA. Før modulasjonen benyttes en variabel lengde kanal koder, dette for å minimere bitfeilsannsynligheten, og samtidig tillate dynamisk kanalkoding. Kanalkoderen som benyttes er en såkalt Rate-Compatible Punctured Convolutional Code (RCPC) koder der blokker kodet bits for høy rate R_{n+1} utgjør et subbsett av blokker kodet for lavere rate R_n . Dette gjør at man lett kan justere kodingsraten ved å legge til redundans. DCC-MAC benytter ikke noe ekskluderingsområde rundt mottakeren, men baserer seg heller på å håndtere interferensen mellom nodene ved å benytte IM. Denne løsningen vil vesentlig forenkle koordineringen til MAC laget fordi en node slipper å ta hensyn til nodene rundt når den skal sende. Dette vil være en spesielt god løsning i et ad-hoc nettverk som ofte består av veldig mange noder og der posisjonen til nodene vil hele tiden vil kunne endre seg. Som vist i BAN simuleringen i kapittel 3.5.2, vil det selv under omstendigheter med flere interfererende noder fortsatt være mulig å dekode det mottatte signalet ved å øke N_s . I ”worst case scenario” der node 4 blir påvirket av 3 andre interfererende noder med mye høyere signalstyrke og stor spredning som følge av MP forplantning, vil det fortsatt oppnås $BER = 1 \cdot 10^{-4}$ ved $N_s = 15$. I dette tilfellet er overføringsraten på 292 *kbit* slik at ved lave rater som ofte benyttes ved medisinske sensorer vil det være veldig sjelden at noden sender. Det er derfor ikke ofte det vil forekomme at mer en 4 noder sender samtidig selv når det benyttes mange noder i nettverket. I tilfeller der det opereres med lavere overføringsrate og mindre buffer av data vil pulsene sendes med veldig stor avstand, og sannsynligheten for pulskollisjoner vil derfor bli redusert. Resultatene fra simuleringen tyder på at det ikke vil bli et stort problem å droppe ekskluderingsområde selv når protokollen benyttes i et innendørs BAN nettverk med stor spredning av pulsenergien i form av MP forplantning.

Krysoptimeringen mellom det fysiske- og MAC laget i DCC-MAC protokollen består av to deler, den første delen er en Dynamisk Kanalkoding (DCC) som tilpasser raten i forhold til interferens og tilstanden på kanalen. Den andre delen er en privat MAC som forhindrer at to sendere sender til samme mottaker samtidig.

Dynamisk kanalkoding og voksende redundans:

DCC delen baserer seg på at en sender kan sende uansett om andre sendere sender i parallell, og sender da med full effekt. Kanaltilstanden hos mottakeren vil da være varierende, slik at for å få best mulig utnyttelse av kanalen

må kanalkoden konstant tilpasses til den ”høyeste rate” koden som lar seg dekode hos mottakeren. Hvis dekodingen feiler vil senderen sende tilleggsinformasjon helt til pakken kan dekodes eller til senderen går tom for redundant informasjon. Det benyttes altså en hybrid-Automatic Repeat Request (ARQ) protokoll.

Protokollen fungerer ved at senderen legger til CRC informasjon i pakkene og mottakeren kan da sjekke etter korrekt overføring. Ved korrekt overføring sendes en Acknowledgment (ACK) tilbake til senderen, ved feil sendes en NACK og senderen sender tilleggsinformasjon. Dette gjøres helt til en ACK mottas eller til senderen går tom for tilleggsinformasjon. Dersom senderen går tom for tilleggsinformasjon eller ikke får en NACK tilbake fra mottakeren får den en time-out og prøver igjen ved et senere tidspunkt. Når to noder kommuniserer for første gang må den adaptive kodingsmekanismen ”bootstrappes”. Dette gjøres ved at den første datapakken kodes med den lavest rate koden (mest redundans) R_N . Dekoderen benytter så en stegvis Viterbi dekoding av datapakken, og pakken blir så reproduisert fra bitene som korresponderer til sekvensen av valgte grener. Disse reproduserte pakkene av høyere rate kode sammenliknes så med R_N , og så fort en høy rate kode $R_i > R_N$ er forskjellig fra R_N , kan koden R_i og alle høyere rate koder $R_j > R_i$ elimineres. R_i vil altså være den høyeste rate koden som dekoderen klarer å dekode under de gitte kanalforholdene. Kanalforholdene er aldri helt stabile, slik at i praksis har det vist seg at en noe lavere rate kode R_{i+2} bør benyttes. Dekoderen informerer deretter avsenderen om hvilken koderate som skal benyttes. Denne teknikken utføres for alle feilfrie overføringer, men da basert på daværende kode rate, og ikke laveste koderate slik som i startfasen. Senderen har en buffer med redundant informasjon slik at dersom en feil skulle oppstå kan senderen bare sende tilleggsinformasjon i stedet for å sende hele pakken på nytt.

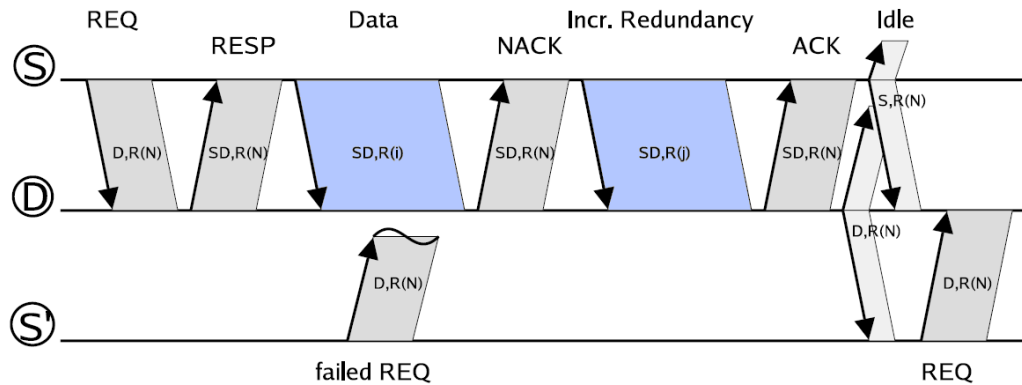
Simuleringene har vist veldig varierende kanalforhold ved forplantning rundt kroppen, spesielt for nodene montert bak på kroppen. Dette kan blant annet ses ut fra plotene av desisjonsvariablene for node 4 gitt i figur 3.23 og 3.24. DCC vil derfor i utgangspunktet være en meget god løsning for et BAN nettverk fordi når det oppstår en bitfeil vil det ikke være nødvendig å sende hele pakken på nytt. Dette vil redusere antall pulser det trenges for å overføre en gitt mengde data, og dermed gi en reduksjon i energiforbruk. Derimot sier spesifikasjonene gitt i [18] ingen ting om implementasjonskostnadene ved å benytte en dynamisk kanalkoder. For å kunne avgjøre om en dynamisk kanalkoding vil være lønnsomt bør dette vurderes opp mot økt energiforbruk i form av prosessering ved implementasjon i hardware.

Privat MAC:

Formålet med den private MAC protokollen er å forhindre at to sendere sender data til en mottaker samtidig. I tradisjonell smalbands transmisjon slik som i Zigbee har dette blitt løst ved å benytte CSMA/CA, men da UWB-IR ikke benytter noen bærebølge vil ikke dette fungere. Dette løses derfor ved å benytte et mottakerbasert og invitasjonsbasert valg av TH kode. For å få til dette må for det første hver enkelt node utstyres med en lik PRNG og en unik identifikator i form av dens MAC adresse. Kommunikasjonen foregår ved å benytte offentlig og privat TH kode. En brukers offentlige TH kode blir generert ved å benytte brukerens unike MAC adresse som frø til PRNG. Den private TH koden til et kommunikasjons par S og D blir generert ved å benytte en sammenfletting av S og D sin MAC adresse som frø til PRNGen.

Figur 4.3 viser overføring av data mellom to noder S og D, der samtidig en annen node S' prøver å sende data til node D. De lyseblå feltene i figuren er data overføring, mens de grå feltene er kontrollpakker. Når S vil sende data til D, sender S først ut en Transmission Request (REQ) på D's TH kode. REQ pakken sendes med "lavest rate" kode R_N slik at andre noder som også vil sende til D kan overhøre spørringen. Hvis D er i IDLE tilstand vil den da lytte på sin egen offentlige TH kode, og sender en Responspakke (RESP) på S og D's private TH kode. RESP pakken sendes også med kode rate R_N og inneholder informasjon om hvilken rate R_i som skal benyttes for data overføringen. Når S mottar respons pakken sender den data pakken på S og D's private TH kode. S lytter så etter ACK fra D på den private TH koden. Dersom en negativ ACK blir mottatt sender S ut tilleggsinformasjon inntil en positiv ACK blir mottatt. Dersom S ikke får noen tilbakemelding prøver den å sende på nytt etter en passe backoff inntil en gitt grense blir nådd. Når transmisjonen er ferdig uansett om den var vellykket sender både S og D ut et IDLE signal på sin egen offentlige TH kode for å informere andre noder om at de er ledige. Dersom en annen node S' ønsker å kommunisere med D samtidig som D mottar data fra S, vil S' sende ut et REQ pakke på D sin TH kode, men vil ikke få noe RESP tilbake. S' vil da lytte på D sin offentlige TH kode inntil den hører et IDLE signal, og vil da vente en tilfeldig liten backoff tid for så å sende REQ på nytt.

Selve løsningen med å kombinere MAC adresse til de ulike nodene som frø til en lik PRNG vil i utgangspunktet være en god løsning, fordi den sikrer at flere noder som sender samtidig vil bruke en ulik TH sekvens, og dermed reduserer sannsynligheten for pulskollisjoner. Et annet aspekt som er bra med denne løsningen er at de ulike nodene trenger bare et register over MAC



Figur 4.3: Overføring av data ved kanalkoding og privat MAC[18].

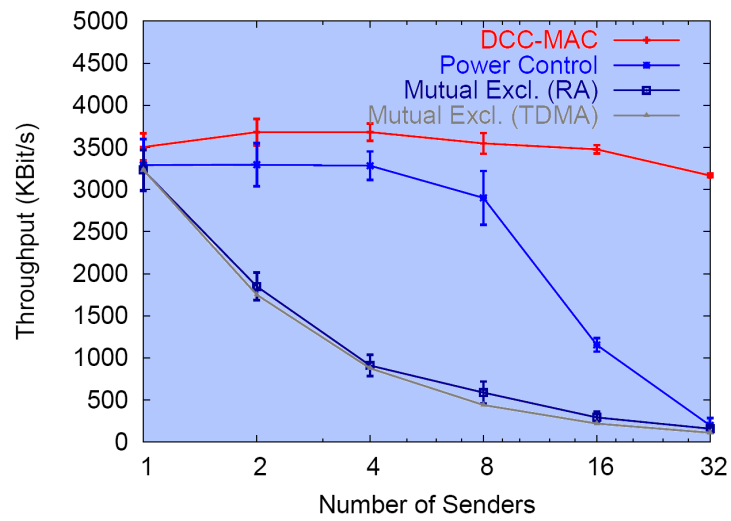
adressen til de andre nodene, og ikke hele TH sekvensen. Derimot viser BAN simuleringen i kapittel 3.5.2 at dersom en tilfeldig spredekode benyttes som dekker hele symbolintervallet T_s vil effekten MP spredningen til signalet gi opphav til vesentlig ISI. I spesifikasjonene av protokollen er det benyttet et chip intervall $T_c=0.2 ns$, og 280 chiper per symbolintervall. Dette gir altså et symbolintervall på $T_s = 280T_c = 56 ns$. Da MP komponentene fra nodene monterer bak på kroppen ga en spredning av den utsendte pulsen på ca $100 ns$ vil dette medføre at når to etterfølgende pulser sendes må den første plasseres i en av de siste chipintervall, og den etterfølgende i en av de første for å unngå ISI. Ved 3 etterfølgende pulser vil det være umulig å unngå ISI fordi pulsen i mellom vil enten kollidere med foregående eller etterfølgende puls uansett hvordan den plasseres. Noe ISI vil det følgelig kunne tolereres, men med en så stor spredning av pulsen som det er ved forplantning rundt kroppen vil effekten av ISI gi betydelig reduksjon i prestasjonen til systemet dersom et symbolintervall på kun $56 ns$ benyttes, og spesielt ved en tilfeldig plassering av pulsene. Som vist i simuleringen i kapittel 3.5.2, ga ISI fri transmisjon en reduksjon i BER på 56.7-100 prosent for de ulike nodene. I simuleringene er det også benyttet et symbolintervall som er over 4 ganger større enn det som er foreslått i protokollen, så effekten av ISI vil derfor bli enda større dersom parametrene beskrevet i protokollen skulle benyttes. I et BAN burde derfor symbolintervallet økes, selv ved en 3-dobling av symbolintervallet vil det fortsatt kunne oppnås en rate på $1/(10 \cdot 3 \cdot 56ns) = 595240 bit/sek$ ved $N_s = 10$. I protokollen legges det dog til redundant informasjon ved dynamisk koding, og ikke kun ved vanlig repetisjons kode, så denne raten tilsvarer da en redundansfaktor på 10 ganger det opprinnelige databitet.

For å unngå at etterfølgende pulser sendes for tett burde det vurderes å ikke bare benytte en tilfeldig plassering av pulsene i chip intervallet. En

mulig løsning vil være å kun benytte et vist utvalg av første chipene i hvert symbolintervall for å begrense effekten av ISI. Dette vil dog gi noe dårligere MU egenskaper, samt også bidra til toppler i spekteret, men prinsippet med å benytte en PRNG for å generere TH koder vil fortsatt kunne utnyttes. Selve problemet med toppler i spekteret vil også kunne forbedres ved å benytte bifaskoding som vist i kapittel 3.4.2.

Gevinst ved Krysslag-optimering:

Det er i [18] blitt gjort en rekke simuleringer i nettverk simulatoren NS-2 [8] for å sammenlikne DCC-MAC med andre potensielle MAC protokoller. Dette inkluderer *Mutal-Exclusion* med *Random Access* (ME-RA), *Mutual Exclusion* med TDMA (ME-TDMA) og effektkontroll (EK). ME-RA er en forenklet versjon av IEEE 802.15.4 MAC laget og benytter seg av ekskluderingsområde og backoff dersom to noder prøver å sende til samme mottaker. ME-TDMA er en ideell ekskluderings protokoll uten overhead, og tilsvarer MAC laget i IEEE 802.15.3. EK er basert på Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (CDMA/CA) protokollen, men der CDMA delen er noe tilpasset for å fungere sammen med det fysiske UWB laget. Under simuleringen benyttes en sendereffekt på 1uW, og man opererer med flere sender-mottaker par tilfeldig fordelt over et areal på 20x20 meter. Gjennomsnittlig overføringsrate evalueres, mens antall sendere varieres fra 1 til 32. Resultatene viser klart at man får en gevinst ved å bruke kryssoptimering mellom MAC laget og det fysiske laget i forhold til å benytte den tradisjonelle lagstrukturen. Blant annet viser simuleringen at DCC-MAC designet er helt overlegen i forhold til ME-RA som tilsvarer MAC laget som benyttes i Zigbee stakken. Resultatet her er gitt i overføringsrate, men dette vil også være ekvivalent i forhold til effekt forbruk. I den kryssoptimerte DCC-MAC protokollen vil man kunne sende med en lavere sender effekt, eller eventuelt færre pulser per bit, og allikevel få den samme overføringsraten som i de andre protokollene[18].



Figur 4.4: Viser overføringsraten for DCC-MAC sammenliknet med andre MAC protokoller[18].

Kapittel 5

Konklusjon

I oppgaven analyseres flere aspekter rundt ytelse og optimalisering ved bruk av UWB-IR i et trådløst transmisjonssystem for BAN. Flere variabler har vist seg å være viktig for å kunne tilby et mest mulig effektivt og optimal kommunikasjonsløsning både med tanke på robusthet, kompleksitet og energiforbruk.

Utnytte spekteret

Da FCC har satt strenge begrensninger på PSD til det utsendte signalet, vil det være viktig å utnytte den tilgjengelige båndbredden best mulig for å kunne sende med størst mulig sendereffekt. For å få til dette har det vist seg at bifasekodeing av pulsene er ekstremt effektivt for å unngå topper i spekteret. Bifasekoding vil også vesentlig forenkle implementasjonen av transmisjonssystemet fordi dersom det benyttes en lang sekvens av tilfeldig uniformt fordelte variabler vil effekten av moduleringen forsvinne og spekteret til det utsendte signalet vil tilsvare spekteret til en enkelt puls. Det vil da kun være nødvendig å tilpasse den utsendte pulsen for å best mulig fylle FCC emisjonsmasken, og samtidig unngå interferens med nærliggende frekvensbånd. Når PPM benyttes vil dette også kreve minimale endringer av mottakeren da endringen av polariseringen til pulsen ikke vil ha noen betydning hvis det benyttes ren energideteksjon. Bifasekoding burde derfor benyttes for å få et mest mulig optimalt transmisjonssystem.

Kanaltilpassing avgjørende

I motsetning til antagelser gjort i tidligere modeller har simuleringen og bekreftelse fra målingene gjort ved utvikling av BAN modellen vist at det mottatte signalet ikke vil bestå av flere uavhengige kopier av den utsendte pulsen. Dette vil være en alt for unøyaktig representasjon, fordi MP komponentene vil ankomme mottakeren så tett at de vil overlappe, og hver komponent vil bli forvrengt på grunn av frekvensavhengighet i antenne samt objektene signalet treffer ved forplantning over kanalen. Den mottatte pulsen vil derfor få en mer kontinuerlig fordeling. Denne spredningen av pulsenergien vil gi store problemer i deteksjonen når en vanlig 2-PPM-TH mottaker benyttes fordi

- Deteksjonsmasken tilsvarende 1 ligger etter deteksjonsmasken tilsvarende 0 i tid. De forsinkede MP komponentene vil da medføre veldig mye feilenergi for desisjonsvariabelen tilsvarende 1 når 0 virkelig er sendt. MP forplantningen vil også medføre vesentlig reduksjon av energi i deteksjonstidspunktet, noe som medfører mindre robusthet mot støy.
- Mottakeren er matchet mot den utsendte pulsfasongen, så forvrengningen tilført av kanalen vil derfor gi vesentlig reduksjon i ytelse. For nodene plassert bak på kroppen vil spredningen av energi være så stor at deteksjonen nærmest blir tilfeldig uansett hvor mange pulser det benyttes til å representere hvert bit.

Dersom sender og mottaker er plassert på hver sin side av kroppen vil derfor en form for kanaltilpassning som både korrigerer for forvrengningen og samtidig utnytter MP forplantningen nærmest være påkrevd for kunne oppnå tilfredstillende BER.

Posisjonsavhengig optimalisering

En RAKE implementasjon har vist seg å gi vesentlig forbedring av ytelsen til systemet. Hvor mange fingre som bør benyttes i mottakeren vil være avhengig av posisjonen på kroppen til både sender og mottaker. Når en RAKE mottaker er plassert på framsiden av kroppen vil henholdsvis 1, 4, og 8 fingre være nok for å få tilnærmet maksimal gevinst i mottakeren ved mottak fra noder plassert på framsiden, siden, og baksiden av kroppen. Mesteparten av den utsendte energien vil da være utnyttet i deteksjonen, slik at gevinsten vil bli minimal dersom flere fingre tas med. Under påvirkning av MUI vil gevinsten ved økning av antall fingre være noe lavere, men det samme antall fingre vil

forsatt være gjeldene.

Korreksjon for ISI

Den store spredningen av MP komponenter som oppstår som følge av diffraksjons rundt kroppen og refleksjoner fra rommet har vist seg gi opphav til vesentlig ISI dersom det kun tas hensyn til bredden på det utsendte pulsen i konstruksjon av transmisjonssystemet. Etter som avstanden mellom sender og mottaker økes, og nodene blir plassert lengre rundt på kroppen øker også MP spredningen, noe som gir større effekt av ISI i deteksjon. For nodene plassert lengst unna mottakeren bak på kroppen vil det mottatte signalet ha MP komponenter som ankommer så sent som 100 ns etter den første MP komponenten. For kunne få et mest mulig optimalt transmisjonssystem vil det derfor være helt avgjørende å ta hensyn til spredningen av pulsen. To måter å gjøre dette på vil være

- Øke chipintervallet som vil garantere en avstand mellom pulsene på $T_s - \epsilon$, der ϵ tilsvarer tidskiftet som følge av PPM modulasjonen.
- Benytte en TH kode som garanterer en viss avstand mellom etterfølgende pulser.

Ved økning av chipintervallet vil dette gi færre chiper per symbolintervall, noe som vil gi dårligere MU egenskaper, og gi opphav til topper i spekteret. En tilpasning av TH koden vil derfor være den beste løsningen. Det mest optimale vil være å benytte en form for ortogonale koder som sikrer både gode MU egenskaper og tilfredsstillende avstand mellom pulsene.

Redundanstilpassing

Får å kunne oppnå en tilfredsstillende ytelse for nodene som er montert rundt på kroppen vil det i tillegg til å benytte en RAKE implementasjon være nødvendig å benytte flere pulser per bit. Simuleringene har vist at når mottakeren er montert på fremsiden av kroppen, vil det for sendernoder som også befinner seg på fremsiden nære mottakeren holde med $N_s=1-2$. For noder på siden $N_s=5-6$, mens for noder montert bak på kroppen $N_s=11-15$ avhengig av hvor langt unna mottakeren de befinner seg. Det vil derfor ved å utnytte både MP forplantningen til UWB-IR signalet, og samtidig utnytte muligheten for å benytte flere pulser per bit, være mulig å oppnå en tilfredsstillende BER selv med en sendereffekt på kun -20 dBm.

Krysslagsoptimering

For å unngå ISI vil en mulig løsning være å benytte en kryssoptimering som utnytter posisjonering. Basert på informasjon om posisjonen til mottakernoden vil sendernoden kunne tilpasse TH koden slik at den sikrer lang nok avstand mellom etterfølgende pulser.

DCC-MAC protokollen har en del egenskaper som absolutt vil kunne bedre ytelsen i et BAN. Blant annet vil en dynamisk kanalkoding kunne gi en mer robust overføring, spesielt under de varierende kanalforholdene som har vist seg i et BAN. Det vil dog være en forutsetning at kompleksiteten ved implementasjon av kanalkoderen ikke er for stor. IM vil også kunne gi en redusert BER, spesielt dersom soft desisjon benyttes i mottakeren. Derimot for at DCC-MAC protokollen skal kunne benyttes vil det trolig måtte benyttes andre parametere i det fysiske laget en de som er foreslått i spesifikasjonen. Et symbolintervall på kun 56 ns vil gi opphav til vesentlig ISI uansett hvordan pulsene plassers. Symbolintervallet burde derfor økes, det burde også implementeres en form for TH kode som sikrer en hvis avstand mellom pulsene.

Bibliografi

- [1] *IEEE 802.15 WPAN Low Rate Alternative PHY Task Group 4a*, <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>", Sist besøkt 12.mai 2007.
- [2] *IMEC Holst Center Homepage*, <http://www.holstcentre.com/>", Sist besøkt 22.juni 2007.
- [3] *IMEC Homepage*, http://www.imec.be/wwwinter/mediacenter/en/UWB_ISSCC2007.shtml", Sist besøkt 10.juni 2007.
- [4] *Maria-Gabriella Di Benedetto - HOME PAGE*, <http://acts.ing.uniroma1.it/courses/uwb/uwbcom.html>", Sist besøkt 15.mars 2007.
- [5] *MathWorks Homepage*, <http://www.mathworks.com/products/signal/demos.html?file=/products/demos/shipping/signal/hilberttransformdemo.html>", Sist besøkt 17.mars 2007.
- [6] *Personlig kommunikasjon med andrew fort*, Ansatt i IMEC **email: for-ta@imec.be**.
- [7] *Skycross, Viera, FL*, <http://www.skycross.com/>", Sist besøkt 22.mai 2007.
- [8] *The Network Simulator - ns-2*, <http://www.isi.edu/nsnam/ns/>", Sist besøkt 12.juni 2007.
- [9] *WiMedia Alliance*, <http://www.wimedia.org>", Sist besøkt 22.juni 2007.
- [10] Ruben Merz Bovzidar Radunovic Alaeddine El Fawal, Jean-Yves Le Boudec, *Trade-off analysis of phy-aware mac in low-rate low-power uwb networks*, IEEE Communications Magazine **December** (2005), 147–155 (English).

-
- [11] IEEE Julien Ryckaert Claude Desset Member IEEE Philippe De Doncker Piet Wambacq Member IEEE Andrew Fort, Student Member and IEEE Leo Van Biesen, Member, *Ultra-wideband channel model for communication around the human body*, IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS **VOL 24** (2006), 927–933 (English).
- [12] Olivier Rousseaux Ultra Low Power Wireless. Bert Gyselinckx, Program Director, *Wireless autonomous transducer solutions*, IMEC, Holst Centre presentation (English).
- [13] Baldwin R.O. Raines R.A. Canadeo C.M., Temple M.A., *Code selection for enhancing uwb multiple access communication performance using th-ppm and ds-bpsk modulations*, Wireless Communications and Networking **1** (2003), 678–682 (English).
- [14] Woo Cheol Chung and Dong Sam Ha, *On the performance of bi-phase modulated uwb signals in a multipath channel*, IEEE Vehicular Technology Conference **57** (2003), no. 3, 1654 – 1658 (English).
- [15] Maria-Gabriella Di Benedetto and Luca De Nardis, *Tuning uwb signals by pulse shaping: Towards context-aware wireless networks*, Signal Processing **86** (2006), no. 9, 2172 – 2184 (English).
- [16] Dr. James R. Armstrong Dr. Thurman E. Lockhart Dr. Jeffrey H. Reed Dr. Joseph G. Tront Dr. Dong S. Ha, Chairman, *Medium access control in impulse-based ultra wideband ad hoc and sensor networks*, PHD (2005), 1–226.
- [17] G. Durisi and S. Benedetto, *Performance evaluation of th-ppm uwb systems in the presence of multiuser interference*, IEEE Communications Letters **7** (2003), no. 5, 224 – 226 (English).
- [18] R. Merz et al., *A joint phy/mac architecture for lowradiated power th-uwb wireless ad-hoc networks*, Wireless Commun. and Mobile Comp. J., Special Issue on Ultrawideband Communications (English).
- [19] J.R. Foerster, *Channel modeling sub-committee report final*, IEEE P802.15-02/368r5-SG3a (2002), IEEE P802.15 Working Group for WPAN.
- [20] Andrew Fort, Claude Desset, Philippe De Doncker, Piet Wambacq, and Leo Van Biesen, *An ultra-wideband body area propagation channel model - from statistics to implementation*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques **54** (2006), no. 4, 1820 – 1826 (English).
-

-
- [21] Andrew Fort, Claude Desset, Julien Ryckaert, Philippe De Doncker, Leo Van Biesen, and Stephane Donnay, *Ultra wide-band body area channel model*, IEEE International Conference on Communications **4** (2005), 2840 – 2844 (English).
- [22] C. Wambacq P. Van Biesen L. Fort, A. Desset, *Body area uwb rake receiver communication*, IEEE International Conference on Communications **10** (2006), 4682–4687 (English).
- [23] Guerino Giancola and Maria-Gabriella Di Benedetto, *Evaluating ber in sparse ir uwb networks under the pulse collision model*, 2005 International Conference on Wireless Networks, Communications and Mobile Computing **2** (2005), 1208 – 1213 (English).
- [24] Homayoun Hashemi, *Impulse response modeling of indoor radio propagation channels*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications **11** (1993), no. 7, 967 – 978 (English).
- [25] Simon Haykin, *Communication systems, 4th edition*, Wiley, 2001 (English).
- [26] Rafael Kolic, *An introduction to ultra wideband (uwb) wireless*, www.deviceforge.com (2004).
- [27] Charan Langton, *Intuitive guide to principles of communications*, www.complextoreal.com (1. feb 2007).
- [28] Guerino Giancola Maria-Gabriella Di Benedetto, *Understanding ultra wide band radio fundamentals*, (2004) (English).
- [29] M. Junk G. Giancola M.G. Di Benedetto, L. De Nardis, *(uwb)2: Uncoordinated, wireless, baseborn, medium access control for uwb communication networks*, Mobile Networks and Applications **10** (2005), 663–674 (English).
- [30] Yi Shiy Y. Thomas Houy Hanif D. Sheraliz Scott F. Midkif, *Crosslayer optimization for routing data traffic in uwb-based sensor networks*, MobiCom 05 (2005) (English).
- [31] Yves-Paul Nakache and Andreas F. Molisch, *Spectral shaping of uwb signals for time-hopping impulse radio*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications **24** (2006), no. 4 I, 738 – 744 (English).
- [32] David M. Pozar, *Microwave and rf design of wireless systems*, John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 2000.
-

- [33] Bozidar Radunovic and Jean-Yves Le Boudec, *Optimal power control, scheduling, and routing in uwb networks*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications **22** (2004), no. 7, 1252 – 1270 (English).
 - [34] Julien Ryckaert, Claude Desset, Andrew Fort, Mustafa Badaroglu, Vincent De Heyn, Piet Wambacq, Geert Van der Plas, Stephane Donnay, Bart Van Poucke, and Bert Gyselinckx, *Ultra-wide-band transmitter for low-power wireless body area networks: Design and evaluation*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers **52** (2005), no. 12, 2515 – 2525 (English).
 - [35] R. Saleh, A. Valenzuela, *A statistical model for indoor multipath propagation*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications **5** (1987), 128– 137, issn = 0733–8716, (English).
 - [36] Xuemin (Sherman) Shen, Weihua Zhuang, Hai Jiang, and Jun Cai, *Medium access control in ultra-wideband wireless networks*, IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY (2005), 1663–1677 (English).
 - [37] L. Yang and G. B. Giannakis, *Ultra-wideband communications: an idea whose time has come*, IEEE Signal Processing Magazine (English).
 - [38] Dongsong Zeng, *Pulse shaping filter design and interference analysis in uwb communication systems*, **20 july** (2005) (English).
-

Akronymer

3G	Tredjegerasjons Mobilnettverk
ACK	Acknowledgment
ARQ	Automatic Repeat Request
AWGN	Additiv hvit Gaussisk støy
BAN	Body Area Network
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
CDMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
CTS	Clear to Send
DCC	Dynamisk Kanalkoding
DS	Direct Sequence
DSP	Digital Signal Processor
EGC	Equal Gain Combined
EIRP	Equivalent isotropically radiated power
EKG	Elektrokardiografi
FCC	Federal Communications Commission
GPRS	General Packet Radio Service
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

IM	Interference Mitigation
ISI	Intersymbol Interferens
MAC	Medium Access Control
MA	Multibraker aksess
ME	Mutual Exclusion
MRC	Maximum Ratio Combined
MB	MultiBand
MBOA	Multi-Band OFDM Alliance
MP	Multi-Path
MU	Flerbraker
MUI	Flerbrakerinterferens
OOK	ON-OFF Keying
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAM	Puls Amplitude Modulasjon
PDA	Personlig Digital Assistent
PDP	Power Delay Profile
PHYAMAC	PHY-Aware MAC Design
PL	Path Loss
PN	Pseudo-Tilfeldig Nummer
PPM	Puls Posisjon Modulasjon
PRF	Puls Repetisjonsfrekvens
PRNG	Pseudo-Tilfeldig Nummer Generator
PSD	Effektspektraltetthet
RCPC	Rate-Compatible Punctured Convolutional Code
QoS	Quality Of Service
REQ	Transmission Request
RESP	Responspakke

RTS	Request To Send
SD	Selection Diversity
SNR	Signal Støyforhold
SR	Selective RAKE
TH	Time Hopping
UWB	Ultra Wide Band
UWB-IR	Ultra Wide Band Impulse Radio

Appendix A

Parametere for kanalmodellen ved diffraksjon rundt kroppen

$$C_{Framsiden} = \begin{bmatrix} 15.8773 & 13.3536 & 3.48612 & 1.25739 & 0.593662 & 5.12196 \\ 13.3536 & 17.6894 & 7.82738 & 2.37971 & -0.0608092 & 3.40877 \\ 3.48612 & 7.82738 & 21.8089 & 11.9355 & 1.52914 & 2.40017 \\ 1.25739 & 2.37971 & 11.9355 & 29.0111 & 6.10567 & 6.1351 \\ 0.593662 & -0.0608092 & 1.52914 & 6.10567 & 13.0078 & 5.2635 \\ 5.12196 & 3.40877 & 2.40017 & 6.1351 & 5.2635 & 17.8817 \end{bmatrix}$$

$$M_{Framsiden} = [1.58731 \quad 5.78854 \quad 14.2762 \quad 23.8318 \quad 29.8108 \quad 34.6223]$$

$$C_{Siden} = \begin{bmatrix} 23.271 & 19.576 & 3.82192 & 2.00201 & 0.440104 & 3.60568 \\ 19.576 & 27.0419 & 8.49174 & 4.25607 & 3.91126 & 5.14048 \\ 3.82192 & 8.49174 & 33.0256 & 16.4169 & 11.8079 & 8.56246 \\ 2.00201 & 4.25607 & 16.4169 & 28.635 & 18.4701 & 16.2718 \\ 0.440104 & 3.91126 & 11.8079 & 18.4701 & 35.903 & 25.6626 \\ 3.60568 & 5.14048 & 8.56246 & 16.2718 & 25.6626 & 38.7587 \end{bmatrix}$$

$$M_{Siden} = [2.26607 \quad 5.80922 \quad 13.5186 \quad 20.1466 \quad 24.389 \quad 27.9479]$$

$$C_{Baksiden} = \begin{bmatrix} 18.618 & 17.4334 & 13.9456 & 10.6608 & 2.07464 & 2.87647 \\ 17.4334 & 24.1402 & 18.9985 & 13.1732 & 2.27395 & -0.00789025 \\ 13.9456 & 18.9985 & 36.5913 & 25.6623 & 7.10328 & 1.83286 \\ 10.6608 & 13.1732 & 25.6623 & 35.8168 & 15.7858 & 4.54895 \\ 2.07464 & 2.27395 & 7.10328 & 15.7858 & 26.5148 & 14.4729 \\ 2.87647 & -0.00789025 & 1.83286 & 4.54895 & 14.4729 & 22.0207 \end{bmatrix}$$

$$M_{Baksiden} = [3.19832 \quad 5.93759 \quad 12.3447 \quad 16.6954 \quad 18.0977 \quad 19.7481]$$

Appendix B

Initsialisering av simulering:

Det eneste som må gjøres er å tilpasse pekeren(path) i toppen av filene for å sørge for at det blir lagt inn peker til plasseringen av kanalmodellen. Dersom "Neural Network Toolbox" er lagt inn i matlab versjonen må pekerene til disse filene fjernes fordi deler av variablene i kanalmodellen benytter parameternavn som skaper konflikter med denne toolboxen. Simuleringen krever også "Statistics Toolbox". Parameterene listet opp under "Justerbare parametere" kan settes etter brukerens ønske da programmet vil gjøre de justeringene som trengs. Alle resultatene blir lagret i .mat filer. Der er lagt ved analyseverktøy som bergner gjennomsnittet dersom flere simuleringer benyttes og plotter deretter alle resultatene. Analyseverktøyet og .mat filer fra simuleringene gjort i oppgaven ligger i mappen "Analyseverktoy_og_mat_filer". Det er viktig at det benyttes samme antall bit i alle simuleringene dersom analyseverktøyet skal benyttes. For alle simuleringene kan flere parametere for senderen settes i filen cp0201_transmitter_2PPM_TH_3_rake.

Viktig:

Da simuleringen benytter en kompleks basisbånd representasjon blir signalet bandpassfiltrert og nedkonvertert. Det er derfor viktig at riktig båndbredde B settes i filteret bandpass.m, og at frekvensskiftet "Fskift" settes lik senterfrekvensen til det utsendte signalet. Variabelen "fb" tilsvarer samplingsfrekvensen til den nedmodelerte signalet. Denne må være på minst $0.5B$.

Hovedfiler:

kanalrealiseringersnitt.m:

Genererer en gjennomsnittlig puls basert på et definert antall kanalrealiseringer for hver av nodene. Programmert selv.

sim_exno_korrermottaker.m:

Regner ut BER for økende verdi av SNR når det benyttes en vanlig 2-PPM-TH korrelasjonsmottaker. For noder definert i dette programmet vil kun en node sende av gangen. Programmert selv. Justerbare parametere: SNR, N_s , antall noder og plassering av disse, sendereffekt, T_s , PPM skift, antall simuleringer, antall bit.

sim_exno_RAKE_opt.m:

Regner ut BER for økende verdi av SNR når det benyttes en RAKE mottaker med et definert antall fingre for hver av nodene. Programmert selv. Justerbare parametere: SNR, N_s , antall noder og plassering av disse, sendereffekt, T_s , PPM skift, antall simuleringer, antall bit, fingre i RAKE mottaker.

sim_Ns_2_PPM_TH.m

Regner ut BER for økende verdi av N_s for en vanlig 2-PPM-TH korrelasjonsmottaker når alle nodene sender samtidig. *sim_Ns_2_PPM_TH_node(1-4).m* er samme simulering, men bare når en node sender av gangen. Programmert selv. Justerbare parametere: N_s , antall noder og plassering av disse, sendereffekt, T_s , PPM skift, antall simuleringer, antall bit.

sim_rakefingre.m

Regner ut BER for økende antall fingre i RAKE mottakeren når alle nodene sender samtidig. *sim_rakefingre_node(1-4).m* er samme simulering, men bare når en node sender av gangen. Programmert selv. Justerbare parametere: N_s , antall noder og plassering av disse, sendereffekt, T_s , PPM skift, antall simuleringer, antall bit, fingre i RAKE mottaker.

sim_rakeNs_opt.m

Regner ut BER for økende verdi av N_s for RAKE mottakeren. Programmert selv. Justerbare parametere: N_s , antall noder og plassering av disse, sendereffekt, T_s , PPM skift, antall simuleringer, antall bit, fingre i RAKE mottaker.

bifasekoding.m

Bifasekoder det utsendte signalet både ved ulik polarisering på annenhver puls, og tilfeldig uniformt fordelt bifasekoding. Innholder også en funksjon for å glatte spekteret over 1 MHz intervaller. Regner så ut PSD for signalet og plotter det inn i FCC emisjonsmasken. Programmert selv.

Filer for BAN-kanalmodellen:

Matlab kode og ulike datafiler med parameterdata er tilsendt fra Andrew Fort som er ansatt ved IMEC, og vært med på å utvikle modellen.

uwbchannel.m

Initialiseringsfil for BAN modellen. Innholder også flere kanalmodeller som er utviklet i forbindelse med den nye 802.15.4a standarden.

channel_body.m

Den delen av modellen som tilsvarer diffraksjon rundt kroppen.

channel_reflections.m

Den delen av modellen som tilsvarer refleksjon fra rommet rundt. Har lagt til noen kommentarer i *channel_reflections_test2.m* som kan muligens være nyttig for lettere å forstå koden.

Hjelpfiler:

bandpass.m

Et firfilter som bandpassfilterer signalet fra 3-5 Ghz. Skrevet selv.

cp0201_bits.m

Genererer en tilfeldig uniformt fordelt bitstøm av 0 og 1. Samme kode som gitt i [28].

cp0801_PPMcorrmask_moda_conj.m:

Genererer korrelator maske for en vanlig 2-PPM-TH korrelasjonsmottaker Er basert på kode gitt i [28]. Blitt gjort om får å støtte komplekse signaler. Har en litt annen struktur enn eksempelet gitt i [28], fordi det her genereres kun felles maske for 0 og 1. Dette kan gjøres når reelle signaler ved å benytte en positiv polarisert puls i posisjonen for 1 og en negativ polarisert puls for posisjonen tilsvarende 0. Når det så inegreres over den mottatte masken multiplisert med det mottatte signalet vil en puls tilvarende 1 gi en positiv desisjonsvariabel, mens en puls tilsvarende 0 gi en negativ. Så desisjonen kan gjøres ved å se på polarisasjonen til desisjonsvariabelen. Mens for det komplekse systemet vil ikke dette fungere da det også må tas hensyn til fasen. Det er derfor benyttet en maske for 0, og en maske for 1. Deteksjonen gjøres

her ved å integrere over hver av maskene multiplisert med det mottatte signalet. Deretter tas absolutt verdien av hver av desisjonsvariablene, så velges den variabelen med størst energi. Det blir også her benyttet den komplek-skonjugerte av den utsendte pulsen, og ikke pulsen selv slik som når reelle verdier benyttes. Dette gjøres for å få maksimal energi i deteksjonen.

cp0801_PPMcorrmask_rake2.m:

Genererer korrelasjonsmaske for RAKE mottakeren. Er basert på kode gitt i [28], men er tilpasset for å støtte komplekse signaler. Er her gjort de samme endringene som for cp0801_PPMcorrmask_moda_conj.m.

cp0801_PPMreceiver_moda.m:

2-PPM mottaker. Er basert på kode gitt i [28], men tilpasset for å støtte komplekse signaler. Er programmert om for å støtte deteksjon av komplekse signaler som beskrevet for cp0801_PPMcorrmask_moda_conj.m.

cp0801_PPMreceiver_moda_rake.m

Er samme som filen over, men gir også ut desisjonsvariablene z_0 og z_1 som kan være nyttig for å vurdere robustheten mot støy.

cp0803_rakeselector.m:

Estimerer kanalen og velger ut vektingskoeffesienter for RAKE mottakeren basert på diskret tid impulsresponsen til kanalen. Tilnærmet lik koden gitt i [28]. Små endringer er gjort for å støtte en kompleks kanalmodell.

cp0201_repcode.m

Repiterer hvert bit N_s ganger for å kunne benytte flere pulser per bit. Samme koden som gitt i [28].

cp0201_TH.m

Genererer en tilfeldig TH kode. Samme kode som gitt i [28].

sumarray.m

Summerer to vektorer av ulike lengde der starten a vektorene til svarer begge, mens slutten utgjør den lengste vektoren. Programmert selv.

cp0201_2PPM_TH.m

Genererer to vektor med delta funksjoner tilsvarende tidsposisjonen til de utsendte pulsen. Den ene vektoren tar med både PPM og TH skiftet, dette for å kunne utføre en konvolusjon med pulsformen i senderen for å generere den utsendte pulsrekken. Den andre vektoren tar kun med TH skiftet, så

mottakeren kan benytte denne for å vite posisjonen til de utsendte pulsene ved dekoding av det mottatte signalet. Samme kode som gitt i [28].

waveform_all_order.m

Genererer en energinormalisert gaussisk puls. Har muligheten til å spesifisere derivert orden fra 1-15. Og shaping faktoren α . Samt pulsvarigheten T_m . Basert på kode gitt i [28]. Kunne opprinnelige bare generere 2 ordens deriverte, er tilpasset for å støtte gaussiske deriverte fra 1-15.

cp0301_PSD:

Plotter effektspektraltettheten til et signal. Samme kode som gitt i [28].

cp0201_transmitter_2PPM_TH_3_rake:

2-PPM-TH senderen. Benytter en del av filene beskrevet tidligere. Tilnærmet samme kode som gitt i [28].

cp0702_analytical_waveforms.m:

Genererer analytiske Gaussiske fra orden 1-15. Samme kode som gitt i [28].

cp0804_signalshift.m: Utfører et signalskift som benyttes for å sørge for at senderene starter å sende ved et tilfeldig tidspunkt når flere noder sender samtidig. Dette er benyttet for i et virkelig scenario vil det være lite sannsynlig at alle nodene begynner å sende nøyaktig samtidig. Samme kode som gitt i [28].

stoy_SNRsim.m

Genererer AWGN med uniform fase basert på definert E_p/N_0 . Basert på kode gitt i [28], men er opprinnelig konstruert for reelle signaler, så er tilpasset for å kunne generere kompleks støy med uniform fase.

stoy_AWGN_ny.m

Genererer AWGN med uniform fase som tilsvarer -83 dBm for den komplekse basisbånd representasjonen av signalet. Basert på kodeeksempel gitt i [28], men krevde nokså store endringer, så lite av den originale koden er benyttet.