



CHALMERS

Konstruktion och analys av trådlös laserbaserad kommunikationslänk

Kandidatarbete inom civilingenjörsprogrammet teknisk fysik

OSCAR NORDIN
ARVID PETERSON
HENRIK HELMIUS
PETER HANSSON

Institutionen för mikroteknologi och nanovetenskap - MC2
Chalmers tekniska högskola
Göteborg, Sverige 2017

Konstruktion och analys av trådlös laserbaserad kommunikationslänk

© Oscar Nordin,
Arvid Petersson,
Henrik Helmius,
Peter Hansson, 2017

Handledare:
Attila Fülöp
Lars Lundberg

Examinator:
Vessen Vassilev

Institutionen för mikroteknologi och nanovetenskap - MC2
Chalmers tekniska högskola
Göteborg, Sverige 2017

Sammandrag

Utrymmet för kommunikation på radiovägsbandet blir allt mindre när fler och fler aktörer slåss om bandbredd. En del av lösningen till detta potentiellt stora problem är att skicka data med optiska signaler istället. Optisk kommunikation är väl utvecklat och implementerat i fiberkommunikation medan trådlös optisk kommunikation fortfarande utnyttjas på en begränsad skala.

I den här rapporten redovisas arbete med att konstruera och utvärdera en trådlös optisk kommunislänk för dataöverföring mellan två datorer. Detta i syfte att förbättra framtidsutsikterna för trådlös optisk kommunikation. Den slutgiltiga produkten kan överföra data på upp till 30 m med Bit Error Rate som för en hastighet på 15 kBit/s understiger $3 \cdot 10^{-6}$. Data har även framgångsrikt överförts med högre bithastigheter upp till 17 kBit/s men med högre bitfel. Enda anledningen till att data inte skickats med högre hastigheter är begränsningar i tillgängliga komponenters frekvenskaraktistik. Detta har genomförts med en länk baserad på en sändare där data kodas i ljuset från en laserdiod samt en mottagare där detta ljus med hjälp av en fotodiod lästs av och behandlats. Till detta har elektroniska kretsar och optik konstruerats samt programvara skapats.

Vidare har länken analyserats och utvärderats avseende på svagheter, styrkor och utvecklingsmöjligheter.

Abstract

As more and more services are competing for bandwidth, the space in the radio frequency spectrum gets smaller and smaller. One part of the solution to this potentially big problem is to use optical signals instead. Optical communication through fiber optics is a well researched area while wireless optical communication has limited implementation.

In this report, the construction and development of a wireless optical communications link between two computers is presented. The purpose of the link is to improve the basis of future development of wireless optical communication. The end product has the ability to transmit data over 30 m, at 15 kBit/s with a Bit Error Rate under $3 \cdot 10^{-6}$. Data has also successfully been transmitted at higher bitrates, up to 17 kBit/s while experiencing more error bits. The reason for not sending data at higher bitrates is frequency limitations induced in the available components. This has been done using a link based on a sender where data is encoded in the light from a laser diode and a receiver where this light has been read and decoded. To be able to do this, electrical circuits, optics and software has been created.

The link has then been analyzed and evaluated with regard to its weaknesses, strengths as well as possibilities for further development

Ett speciellt tack vill riktas till våra handledare Lars Lundberg och Attila Fülöp för all hjälp, stora engagemang och inspiration genom hela projektet.

Ordlista

FSO Free-Space Optical communication.

BPSK Binary Phase-Shift Keying.

PSK Phase-Shift Keying.

QPSK Quadrature Phase-Shift Keying.

ASK Amplitude-Shift Keying.

OOK On-Off Keying.

FIR Finite Impulse Response.

IIR Infinite Impulse Response.

VCO Voltage Controlled Oscillator.

PLL Phase-Locked Loop.

BER Bit Error Rate.

PRBS Pseudorandom Binary Sequence.

FEC Forward Error Correction.

LASER Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation.

SNR Signal-to-Noise Ratio.

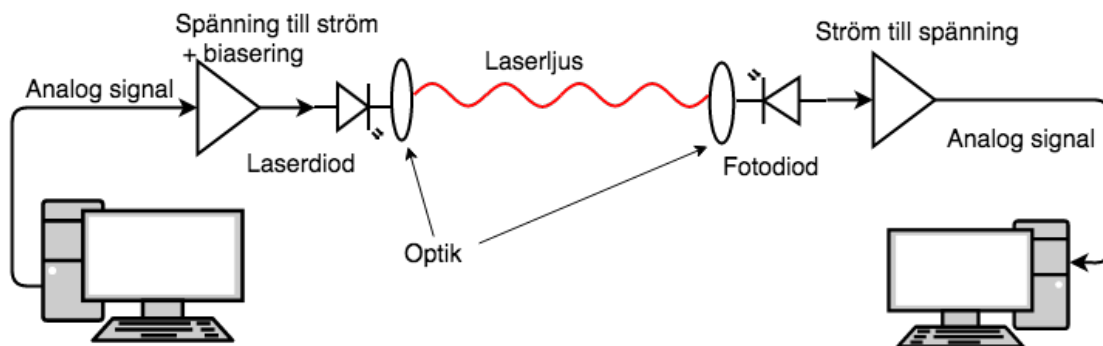
DAC Digital-to-Analog Converter.

ADC Analog-to-Digital Converter.

QAM Quadrature Amplitude Modulation.

Innehåll

1	Inledning	1
1.1	Syfte	1
1.2	Avgränsningar	1
1.3	Rapportens disposition	2
2	Teori	2
2.1	Modulationsstekniker	2
2.1.1	Phase Shift Keying	3
2.1.2	Amplitude Shift Keying	3
2.1.3	Graykodning	3
2.2	Signalbehandling	4
2.2.1	Digitala filter	4
2.2.2	Carrier- och timing-recovery	5
2.3	Överföringsfel	6
2.3.1	Bit error rate	6
2.3.2	Error correction	6
2.4	Komponenter	7
2.4.1	Laserdiod	7
2.4.2	Fotodiod	7
2.4.3	Optik	8
3	Konstruktion av länken	9
3.1	Kretsar	9
3.2	Optisk uppställning	10
3.3	Gränssnitt mellan kretsar och dator	11
3.4	Mjukvarumplementering av modulationstekniker	11
4	Resultat och diskussion	12
4.1	Filtreringsegenskaper i länken	12
4.1.1	Begränsningar hos ljudkorten	12
4.1.2	Filtreringsegenskaper hos kretsar och komponenter	13
4.2	Karakterisering av länken	13
4.3	Länkens prestanda	13
4.3.1	BER vid ökad hastighet	13
4.3.2	Avståndsberoende	14
4.3.3	Riktningssvårigheter	14
4.3.4	50 Hz störning	16
4.4	Demoduleringstider	16
4.5	Icke implementerat utvecklingsarbete	17
4.6	Vidareutveckling av länken	17
5	Slutsats	18
A	Bilder på uppställning med vagnar	20



Figur 1: Schematisk bild över datalänken.

1 Inledning

Ända sedan de första radiosändningarna av Guglielmo Marconi 1894 har forskare och ingenjörer kommit på nya tekniker för att överföra data trådlöst. Idag används radiospektrumet inte bara för klassisk radiotrafik utan även för exempelvis TV-signaler, mobildata, WiFi och flertalet andra tekniker. En konsekvens av detta är att radiospektrumet fylls upp och mängden tillgängliga frekvenser minskar[1, 2]. Samtidigt som spektrumet fylls upp ökar behoven och kraven på trådlös dataöverföring.

Redan på 60-talet gjordes forskning för att avlasta radiospektrumet genom att istället använda sig av ljusbaserad kommunikation, så kallad optisk kommunikation. Forskning gjordes på både trådbunden och trådlös optisk kommunikation, benämns som Free-Space Optical communication (FSO). När lasern uppfanns revolutionerades den trådlösa optiska kommunikationen men i och med den optiska fiberns framsteg i samhället flyttades en stor del av utvecklingen från den trådlösa tekniken till fiberoptiken[3].

FSO ligger högt nog i frekvensbandet för att inte störa annan befintlig teknik. Den har dessutom fördelen att frekvenserna inte är reglerade och man slipper alltså betala licenspengar[4]. Detta betyder att tekniken ger oss möjlighet att öka vår kommunikationskapacitet trots det idag fulla radiospektrumet.

Även om forskningsintresset är eftersatt finns idag ett antal områden där FSO är implementerad. Exempelvis används lasrar för kommunikation mellan satelliter i rymden men även länkar mellan hustak har implementerats. Teknik har även utvecklats för det så kallade LiFi-konceptet där ljus är tänkt att fungera som ersättning eller komplement till dagens WiFi[5]. Idag används dock inte tekniken i kommersiellt i någon stor utsträckning till stor del på grund av väderberoende[4].

1.1 Syfte

Den låga implementationsgraden av FSO-system leder till en lägre forskningsverksamhet inom området. I detta projekt konstrueras, utvecklas och analyseras en FSO-länk för att utreda teknikens potential och utvecklingsmöjligheter med ett perspektiv på framtiden. Länken kommer konstrueras med lättillgängliga och enkla komponenter. Länkens stabilitet som i detta fall uttrycks främst i bitfelssannolikhet kommer att analyseras med avseende på två parametrar, avstånd och överföringshastighet. I figur 1

1.2 Avgränsningar

I detta projekt finns det flera delproblem som måste behandlas. Några av dessa har antingen valts bort eller prioriterats lågt, detta för att ge oss den tidsmässiga möjligheten att undersöka de mest relevanta parametrarna, avstånd och hastighet. För en kommersiell produkt skulle även dessa bortprioriterade parametrar behöva undersökas.

En del som har haft låg prioritet är uppställning för att enkelt och noggrant kunna rikta strålen. När avstånden ökar skulle denna typ av utrustning vara viktig eftersom en liten vinkelförändring i sändardelen kan

orsaka stora avståndsfel när strålen väl kommit till mottagaren. En lösning till detta skulle kunna vara att konstruera en automatisk inriktningsanordning för strålen vilket dock uppskattats vara ett för stort projekt.

En faktor som påverkar prestandan i ett riktigt system är väder. Denna faktor valdes dock bort från mätningsserierna eftersom vi ansåg att denna påverkan var svår att kvantifiera mer än exempelvis regn och inte regn. Energiförbrukning och ekonomiska aspekter valdes också bort på grund av brist på tid.

1.3 Rapportens disposition

Rapporten är uppdelad i tre delar. Kapitel 2 beskriver kort teorin bakom de olika delarna av projektet. Kapitel 3 beskriver det praktiska arbetet som utförts och i kapitel 4 presenteras och diskuteras de resultat som erhållits från mätningar av både hela kommunikationslänken men också delar av länken. Här diskuteras även möjligheter till vidareutveckling. Avslutningsvis finns en slutsats där projektet utvärderas och sammanfattas.

2 Teori

I detta kapitel beskrivs den teori som ligger bakom konstruktionen av den hårdvara och mjukvara som används i projektet. Även allmän teori om kommunikationslänkar, som inte applicerats i den konstruerade länken, behandlas.

2.1 Modulationsstekniker

Inom telekommunikation innebär modulering kodning av en meddelandesignal i en signal som fysiskt kan överföras. Denna fysiska signal kan exempelvis vara ljusintensitet eller radiovågor. I laserkommunikation kan ljusintensiteten eller den optiska bärvågen moduleras.

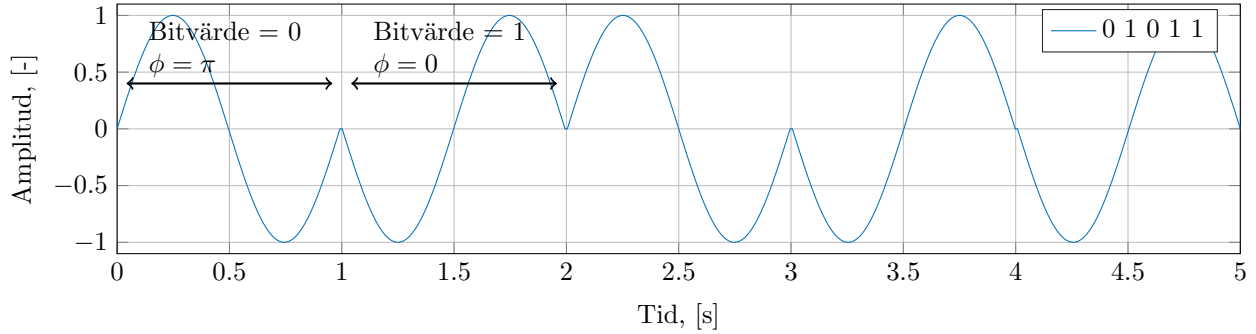
Denna kodning av meddelandesignal görs ofta genom att förändra egenskaperna hos en tidigare existerande vågform. Denna vågform kallas bärvåg och dess egenskaper varierar beroende av en moduleringssignal, i kommunikationstillämpningar kallad basband och innehåller då informationen som ska sändas. Hur egenskaperna hos bärvågen faktiskt påverkas av en moduleringssignal beror på vilken modulationsteknik som används. Valet av modulationsteknik för en viss applikation och transmissionskanal påverkar hur väl informationen erhålls hos mottagaren samt överföringshastigheten. I mottagaren extraheras moduleringssignalen från den modulerade signalen, med andra ord sker en demodulering som måste spegla modulationstekniken som användes vid sändaren.

I kommunikationstillämpningar har ofta basbandet en bandbredd som är mycket mindre än transmissionsmediets bandbredd. Då basbandet moduleras sker en positiv skiftning av basbandets spektrala komponenter. Denna skiftning ökar med bärvågens frekvens och den modulerade signalen sägs då vara i sitt passband.

Genom att använda olika bärvågsfrekvenser för olika signaler genom samma transmissionsmedium kan varje signal uppta ett eget frekvensband. Med hjälp av ett bandpassfilter kan respektive signal därför särskiljas från övriga signaler vilket gör det möjligt att använda sig av multiplexing, det vill säga sändning av flera olika signaler genom samma transmissionsmedium.

Multiplexing är exempelvis viktigt inom kommunikation i radorummet. En mottagarantenn för kommunikation på radiovågsbandet tar ofta emot flera olika signaler men genom filtrering kan de oönskade signalerna separeras bort. Det är viktigt att samtliga signaler inte överskrider deras tillgängliga frekvensband. Mottagare som är baserade på laser i optiska kommunikationslänkar störs oftast inte av andra signaler på samma sätt då de elektromagnetiska vågorna i laser är mer riktade. Detta innebär att hela frekvensbandet som finns tillgängligt kan utnyttjas. Alltså finns det möjlighet att skicka den digitala signalen direkt i basband.

I fallet med digital modulation är moduleringssignalen diskret och representerar en bitström. Bitströmmen kan delas upp i sekvenser med konstant antal bitar och varje sådan sekvens motsvarar en symbol som entydigt bestämmer den modulerade signalens utseende under en konstant tid. Varje symbol representerar alltså ett heltal antal bitar och för att skicka n antal bitar per symbolsintervall krävs 2^n antal urskiljbara symboler. Baud (Bd) är en måttenhet för hur många symboler som skickas per sekund i en transmissionskanal.



Figur 2: Figuren visar en BPSK-modulerad signal i tidsdomänen. För varje oscillation skickas en bit. Bär vågsfrekvensen är här 1 Hz vilket svarar mot en bit per sekund i överföringshastighet.

2.1.1 Phase Shift Keying

Phase-Shift Keying (PSK), bygger på att information kodas i en bär våg som en fastterm ϕ i argumentet till sinusfunktionen enligt ekvation (1). Fasmodulering fungerar både för analoga och digitala signaler, i det analoga fallet är ϕ en kontinuerlig funktion medan ϕ i det digitala fallet antar diskreta värden vilka svarar mot en specifik uppsättning symboler.

$$S(t) = \cos(\omega t + \phi) \quad (1)$$

Den mest grundläggande varianten är ett system med två olika värden på ϕ för etta eller nolla, vanligen är dessa värden 0 eller π , se figur 2, detta kallas Binary Phase-Shift Keying (BPSK). I många system använder man sig dock av fler värden och anger vinklar som svarar mot fler symboler, istället för att bara kunna skriva symbolerna 0 och 1 kan man då t.ex. med fyra vinklar skriva symbolerna 00, 01, 10 och 11. Detta kallas Quadrature Phase-Shift Keying (QPSK).

2.1.2 Amplitude Shift Keying

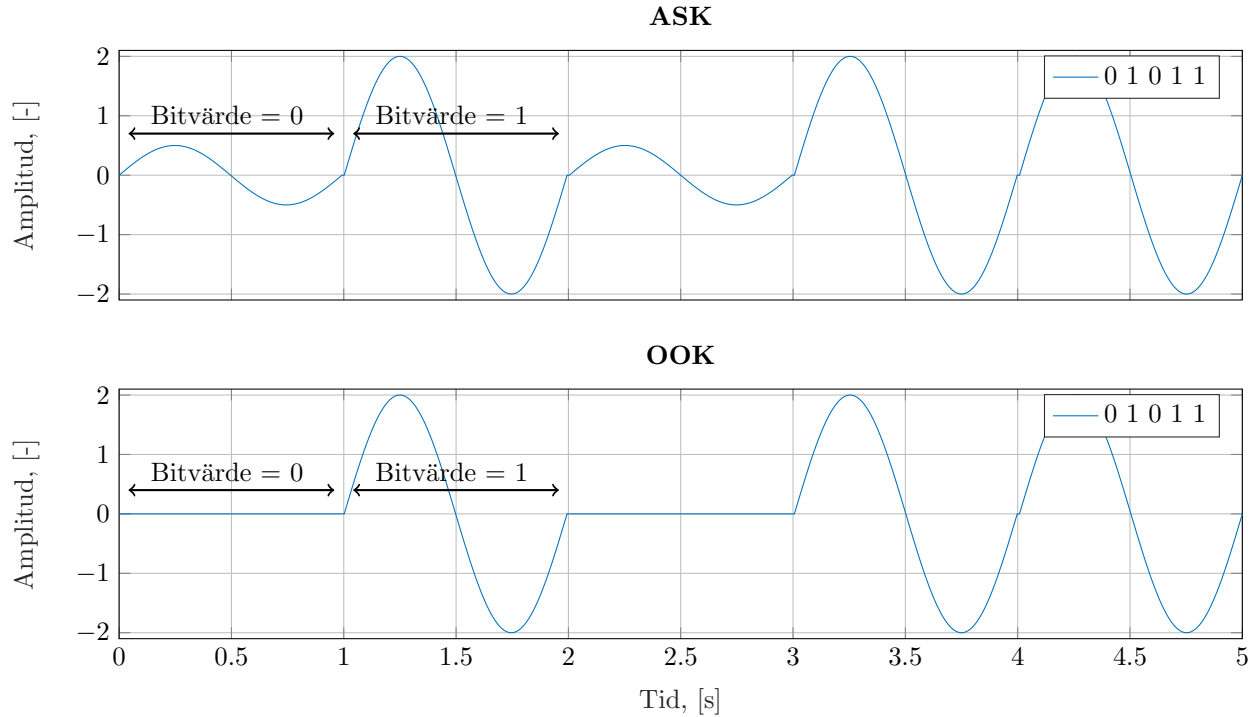
Ett alternativ till PSK är Amplitude-Shift Keying (ASK). Även denna moduleringsteknik finns för både digitala och analoga signaler. Istället för en fastterm i argumentet till bär vågsfunktionen multiplicerar man med en amplitudfaktor A framför bär vågen enligt ekvation (2). Amplitudfaktorn tar sedan olika värden beroende på symbol. Detta kallas ASK.

$$S(t) = A(t) \sin(\omega t) \quad (2)$$

Genom att öka antalet amplitudnivåer kan fler bitar per symbol skickas. Namngivningen sker enligt n-ASK där n är antalet nivåer. ASK med 4 nivåer kallas alltså 4-ASK. Specialfallet där A i (2) är antingen 0 eller 1 beroende på vilken symbol som skickas kallas moduleringen för On-Off Keying (OOK), se figur 3. Värt att notera är att det som i denna rapport kallas för OOK skiljer sig från vad som konventionellt menas med uttrycket. I vanliga fall innebär OOK att information kodas in i en fyrkantspuls medans vi här använder oss av en fyrkantspuls multiplicerad med en sinusvåg. Anledningen till detta framgår i avsnitt 4.1.1.

2.1.3 Graykodning

Samtliga symboler i en digital kommunikationssignal måste kodas till en bestämd bitsekvens. Brus och andra störningar i länken leder ibland till att en viss symbol demoduleras fel så att mottagaren tar emot en felaktig symbol. Den mottagna bitsekvensen blir alltså den bitsekvens som den felaktiga symbolen kodar till. Vissa symboler skiljer sig mer än andra i jämförelse. Vid feldemulering av en skickad symbol är sannolikheten större att symboler som liknar den skickade symbolen mottas än de symboler som skiljer sig mer ifrån



Figur 3: Två sorters amplitudmodulering. I den övre figuren har amplitudfaktor $A(t)$ antingen värdet 0.25 eller 2 beroende på vilket värde symbolen som skickas har. I den nedre figuren har amplitudtermen antingen värdet 0 eller 1.

symbolen. För att minimera antalet bitfel kodas bitsekvenserna till symbolerna så att bitsekvenserna skiljer sig så lite som möjligt för symbolerna som liknar varandra.

I Graykodning ordnar man binära bitsekvenser så att närliggande bitsekvenser endast skiljer sig med en bit. De ordnade bitsekvenserna kodas sedan systematiskt till ordnade symboler så att närliggande symboler skiljer sig så lite som möjligt. Exempelvis kan bitsekvenserna 00,01,11,10 kodas till symbolerna i 4-ASK när symbolerna är ordnade i amplitudsordning.

2.2 Signalbehandling

Digital hantering av inspelade signaler är ofta viktigt i kommunikationstillämpningar. Detta görs med olika metoder och av flera anledningar, alla dock till för att underlätta demodulation.

2.2.1 Digitala filter

För att filtrera bort oönskade frekvenser och brus i en signal kan linjära filter användas. I kommunikationstillämpningar kan dessa filter vara både analogt och/eller digitalt implementerade. Det finns naturligtvis för- och nackdelar för respektive typ av filter men fördelar med digitala filter är att konstruktion, testning och justering är enkel då implementeringen är mjukvarubaserad.

Låt $x(n)$ och $y(n)$ vara det n :te samplingsvärdet för den ofiltrerade respektive filtrerade signalen. Med ett FIR-filter (Finite Impulse Response) beräknas $y(n)$ genom enbart av värden från $x(n)$ för en funktion $b(n)$ enligt

$$y(n) = \sum_{i=0}^Q b(i) \cdot x(n-i), \quad (3)$$

där Q är filtrets återkopplingsordning. Både Q och $b(i)$ bestämmer filtrets frekvenssvar och måste bestämmas så designmålen för filtret uppnås. I kontrast så bestäms den filtrerade signalen i ett IIR-filtrer (Infinite Impulse Response) med värden både från den filtrerade och ofiltrerade signalen för en funktion $h(n)$

$$y(n) = \sum_{i=0}^Q b(i) \cdot x(n-i) + \sum_{j=1}^P h(n) \cdot y(n-j), \quad (4)$$

där P är filtrets framkopplingsordning. För att beräkna filtrets frekvenssvar för en viss frekvens f och samplingsfrekvens f_s kan ekvation (3) eller ekvation (4) Z-transformeras och filtrets överföringsfunktion $H(z) = y(z)/x(z)$ kan bestämmas, där $z = \exp(i2\pi f_{norm}n)$ och $f_{norm} = f/f_s$. Amplitud- och fasrespons för den filtrerade signalen erhålls alltså från $|H(z)x(z)|$ respektive $\arg(H(z)x(z))$. Som en direkt konsekvens av aliasering så dämpas frekvenser över nyquist-frekvensen $f_{nyquist} = \frac{f_s}{2}$ motsvarande den frekvens som den aliaserade frekvensen viks till. Om samtliga poler i överföringsfunktionen är inom enhetscirkeln är filtret stabilt, det vill säga att en ändlig inmatningssignal ger en ändlig utmatningssignal. Om filtret är av typen FIR är nämnaren i överföringsfunktionen trivial, vilket innebär att inga poler existerar och därför är alltid FIR-filtrer stabila. Dessutom går det att designa FIR-filtrer men inte IIR-filtrer så att linjär fas är uppfyllt så att alla spektrala komponenter förskjuts i tid lika mycket, vilket endast translaterar hela signalen i tidsdomänen. IIR-filtrer kräver generellt mindre beräkningskraft eftersom samma amplitudfiltreringsegenskaper uppnås vid lägre filterordning. Med högre framkopplings- och återkopplingsordning gäller att filtret kan designas närmare ett idealt filter, men kräver mer beräkningskraft. En mer detaljerad analys om digitala filter finns i [6].

2.2.2 Carrier- och timing-recovery

I mottagaren samplas signalen med en frekvens f_s . Denna frekvens styrs av en Voltage Controlled Oscillator (VCO). En VCO skapar en periodisk signal som har en momentanfrekvens som bestäms av inmatningsspänning till VCO:n. Om en konstant spänning matas in till VCO:n som motsvarar f_s behöver samplingspunkterna nödvändigtvis inte vara optimala för att urskilja symboler i demodulationen. I praktiken skiljer sig dessutom alltid VCO-frekvensen något från bärvågens frekvens om inmatningsfrekvensen är konstant. Att anpassa samplingstiderna så att varje symbol i signalen samplas vid efterfrågade positioner kallas timing recovery. En lösning är att reglera inmatningsspänningen till VCO:n så att dess utmatningsspänning har samma frekvens och fas som bärvågen och görs ofta via en Phase-Locked Loop (PLL).

En PLL består av en fasdetektor som jämför bärvågens fas med fasen i VCO:n och skapar en utmatningsspänning som beror på fasskillnaden. Utmatningsspänningen passerar sedan en regulator och därefter insignalen till VCO:n. En PLL är alltså en återkopplad krets och kan vara analogt och/eller digitalt implementerad. Carrier recovery det vill säga skapandet av en signal som är koherent med bärvågen är också nödvändigt för koherenta demodulationstekniker, det vill säga att demodulationen använder sig av en signal som är koherent med bärvågen. Det är vanligt att skicka data med känt innehåll, så kallade training bits, för att låta PLL:n ställa in sig rätt enligt bärvågen innan den riktiga datan skickas.

Ett alternativt sätt att lösa symbolsynkronisering är att använda sig av översampling, med andra ord låta $f_s \gg f_{baud}$ där f_s är konstant och f_{baud} är symbolfrekvensen. Sedan används någon typ av algoritm som uppskattar hur osynkad symbolen är med hjälp av samplingarna för symbolen. Ofta bestämmer algoritmen hur mycket nästa symbols samplingar ska förskjutas i tidsdomän. Signalens värden för de nya samplingstiderna kan sedan bestämmas genom att interpolera de uppmätta samplingarna.

Rent teoretiskt kan en interpolation som sammanfaller exakt på signalen bestämmas om $f_s > 2B$ där B är signalens maximala spektrala komponent. Interpolationen genereras med hjälp av diskret faltning enligt Whittaker-Shannon's interpolationsformel. Men denna interpolation lämpar sig inte bra i praktiken då oändligt antal samplingsvärden behövs och beräkningen är icke-kausalt. Istället för att falta med en sinc-funktion i interpolationen, som är impulssvaret för ett idealt lågpasfilter, används ett icke-idealt lågpasfilter. Filter av typen FIR och IIR enligt kapitel 2.2.1 används ofta för detta ändamål.

2.3 Överföringsfel

När data skickas över en länk finns det alltid en möjlighet att saker går fel. Hur ofta detta händer är något som måste karakteriseras. Att felöverföringar sker behöver inte betyda att mottagaren får fel meddelande. I flera situationer kan fel korrigeras.

2.3.1 Bit error rate

Endast hastigheten är inte tillräckligt för att karakterisera en kommunikationslänk. Även stabiliteten måste karakteriseras för att avgöra hur bra en länk är och detta görs oftast med Bit Error Rate (BER). BER definieras som kvoten av felaktigt överförda bitar i förhållande till antalet skickade bitar.

För att mäta upp en datalänks BER används oftast en Pseudorandom Binary Sequence (PRBS). Detta är en sekvens av ettor och nollor med samma statistiska egenskaper som riktig data som deterministiskt kan framställas i både sändare och mottagare.

Sekvensen genereras vid sändardelen av kretsen, skickas som data genom länken och tas emot i mottagardelen av kretsen. Eftersom man i mottagaränden av kretsen kan framställa den korrekta transmitterade datasträngen går det att jämföra databitarna och därefter räkna ut antalet felaktigt överförda bitar. För att med statistisk säkerhet kunna uttala sig om hur bra en länk är bör 100 bitfel detekteras[7].

I situationer där länkens hastighet är låg i förhållande till länkens prestanda kan tiden det tar att mäta upp tillräckligt många bitfel bli lång. Då kan statistiska metoder användas för att bevisa att man med en statistisk säkerhet c har en BER som är lägre än p . Vid specialfallet där inga fel detekteras kan detta räknas ut med

$$N_{\text{bits}} = -\frac{\ln(1-c)}{p} \quad (5)$$

där N_{bits} är antalet skickade bitar[8].

2.3.2 Error correction

Inga reella länkar är perfekta och det finns därför alltid en sannolikhet för bitfel, även om denna i många fall kan vara väldigt liten. Därför implementeras ofta algoritmer som upptäcker och korrigerar felaktig överföring.

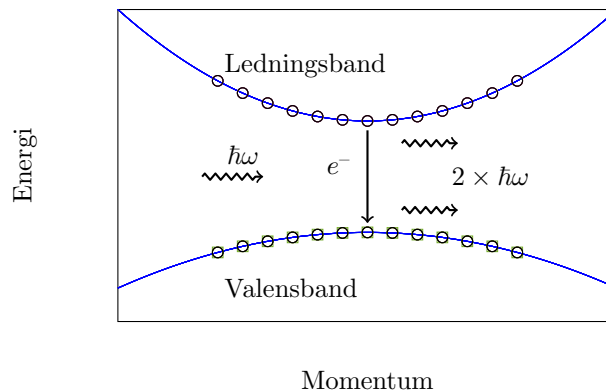
För att göra detta kompletteras datan med så kallade paritetsbitar. Beroende på algoritmen implementeras dessa bitar på olika sätt. Gemensamt för algoritmerna är dock att paritetsbitarna finns till för att man med matematisk behandling av den mottagna datan skall kunna räkna ut om fel inträffat under överföringen. Vid tvåvägskommunikation kan upptäckten av felaktig överföring uppföljas av en begäran om att datan skall skickas igen för att man på så sätt skall vara säker på att korrekt data tas emot.

Tvåvägskommunikation är dock inte möjligt eller önskvärt att implementera i alla situationer. För att ändå ha möjligheten att korrigerar fel vid överföring används FEC (Forward Error Correction). FEC-algoritmer kodar paritetsbitarna på ett sätt som gör det möjligt att inte bara upptäcka utan även korrigerar fel på mottagarsidan.

En av de tidigast utvecklade FEC-algoritmerna utvecklades av Richard Hamming under 50-talet och kallas för Hamming(7,4)-kodning. Siffrorna i namnet härstammar från det faktum att metoden kodar om 4 databitar till en 7-bitars datasträng. Databitarna kompletteras alltså med 3 paritetsbitar och mängden data som skall överföras ökar alltså med 75%. Vinsten i denna ökade datamängd är att upp till 2 fel per 7-bitars sekvens kan upptäckas och upp till 1 fel per 7-bitarssekvens kan korrigeras.

Metoden bygger på två speciellt konstruerade matriser, genereringsmatrisen G och paritetskontrollmatrisen H . Egenskaperna hos dessa är sådana att en 4-bitars datavektor vid multiplikation med G skapar en 7-bitars vektor i nollrummet till H . Om den mottagna vektorn vid multiplikation med H inte resulterar i en nollvektor betyder alltså detta att förändringar i vektor har skett och ett fel har då detekterats.

Detta är en metod som främst används för felkorrigering i minneskretsar på grund av lättheten att implementera metoden med logiska kretsar. Den stora ökningen i antalet bitar som skall överföras gör algoritmen ovanlig i kommunikationssammanhang. Vårt användande av Matlab i kombination med det faktum att den bygger på matrismultiplikationer gör dock metoden enkel att implementera i vårt projekt[9].



Figur 4: Stimulerad emission. Genom att termisk jämvikt bryts har tillstånden i ledningsbandet högre sannolikhet att vara ockuperade, en foton stimulerar elektronen att falla ner i ett lägre energitillstånd och emitterar då ytterligare en foton.

2.4 Komponenter

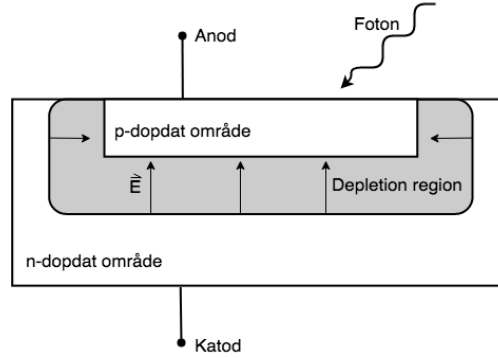
De två viktigaste hårdvarukomponenterna i länken är laserdioden och fotodioden. Dessa utför de uppgifter som för kommunikation på radiofrekvenser utförs av sändar- och mottagarantennerna. Båda är komponenter baserade på kvantmekanik som utnyttjar att energi kan flyttas mellan fotoner och elektroner via excitation/deexcitation.

2.4.1 Laserdiod

Den viktigaste komponenten i vår sändarkrets är en laserdiod. Laserdioden är den komponent som skapar modulerat ljus som överför datan och fungerar här som en sändarantenn. LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) är en teknik som först upptäcktes i början av 1960-talet av amerikanen Theodore H. Maiman[10]. Fäsen och våglängden hos laserljus har väldigt liten spridning. Detta kallas att ljuset är koherent. Denna egenskap gör också att när en laserstråle väl kollimerats så divergerar den väldigt lite. Detta gör laserljus lämpligt för applikationer inom optisk kommunikation, både fiberbaserad och FSO. Det finns olika typer av lasrar tex. gaslasrar, halvledarlasrar, excimerlasrar, rubinlasrar m.fl. Vi har valt att använda en halvledarlaser vilket är standard inom elektroniktillämpningar och den typ som är lättast att få tag på. En halvledarlaser består av ett halvledarmaterial med ett brytningsindex som relativt omgivningen skapar två halvgenomskinliga reflektorer vid vilka ljus kan reflekteras och transmittas. I en halvledare kan elektroner finnas i antingen valensbandet eller ledningsbandet, dessa två tillstånd skiljs åt av en väl specificerad energi vilken kallas bandgapsenergi. I termisk jämvikt fylls kvanttillstånden nerifrån och tillstånden i valensbandet måste vara fyllda innan elektroner spontant kan finnas i ledningsbandet. I en laser använder man ett elektriskt fält för att bryta termisk jämvikt och därmed få så kallad inverterad population vilket betyder att tillstånden i ledningsbandet har högre sannolikhet att vara fyllda än de i valensbanden. En foton kan då stimulera en elektron i ledningsbandet att falla ner i energi till valensbandet, när den gör det skapas en foton som är koherent med den första fotonen, alltså har samma våglängd, fas och riktning, figur 4. När en foton passerar genom halvledarmaterialet kommer den alltså stimulera elektroner så att fler fotoner emitteras, något som kallas optical gain. När ljuset sedan når det halvgenomskinliga materialet kommer en del av det att emitteras ut och en del reflekteras och ge upphov till ytterligare fotoner. Akronymen LASER syftar alltså på denna kvantmekaniska process[11].

2.4.2 Fotodiod

Den centrala komponenten i mottagarkretsen är en fotodiod. En fotodiod är en halvledarkomponent som utnyttjar den fotoelektriska effekten för att skapa en ström. I en fotodiod är en terminal kopplad till ett p-dopat område som alltså har ett underskott av elektroner (hålhopat) medan den andra terminalen är



Figur 5: Principskiss av en fotodiod.

kopplad till ett n-dopad område med ett överskott av elektroner. När p- och n-områdena kommer i kontakt med varandra börjar elektroner från n-dopade området vandra in i det p-dopade området medan hål från p-området vandrar in i det n-dopade området. Resultatet är ett område mellan områdena som kallas depletion region över vilket ett elektriskt fält ligger, se figur 5. I depletion region finns inga fria laddningsbärare (hål eller elektroner) vilket gör att ström inte kan passera detta område. Men när en foton träffar p-området kan den excitera en elektron vilken då sveps med fältet över depletion region. Ju fler fotoner, vilket svarar mot högre intensitet i ljuset, som träffar p-området desto fler elektroner kan vandra över depletion region. I figur 6 visas en krets som gör om en sådan fotoström till en spänning vilken är den signal som vi kan läsa av med en dator[11].

2.4.3 Optik

Strålar från en laserdiod har mycket stora divergensvinklar, detta resulterar i en stor spridning av ljuset vilket innebär att på stora avstånd förloras mycket av ljusintensiteten. För att skapa en pålitlig kommunikationslänk krävs en hög Signal-to-Noise Ratio (SNR) vilket i detta fall betyder att ljusflödet från laserdioden som träffar fotodioden ska maximeras. Utöver stora divergensvinklar på strålarna är många typer även astigmatiska samt elliptiska vilket innebär att divergensvinklarna på strålarna är olika beroende på vilken riktning fotonerna färdas i och att intensiteten har en elliptisk form[12].

Stora divergensvinklar, elliptiska former och astigmatism är alla oönskade egenskaper som påverkar ljusflödet på fotodioden negativt. Ett optiskt system i kommunikationslänken är därför lämpligt att använda sig av för att reducera de oönskade egenskaperna. Det finns två vanliga metoder att fokusera en laser på. Den första är att använda sig av en uppsättning linser nära laserdioden som direkt fokuserar ljuset, den andra metoden går ut på att kollimera ljuset i sändaren för att sedan fokusera ljuset i mottagaren. I det här arbetet har den andra metoden valts.

Eftersom ljuset har olika divergensvinklar och är astigmatiskt räcker det inte med att använda sig av en sfärisk lins för att kollimera, istället behövs en cylindrisk lins som bryter ljuset olika mycket beroende på det infallande planet[13]. Eftersom vi har begränsat med linser och mekanisk utrustning används endast sfäriska linser i det här projektet, detta innebär att det är endast de stora divergensvinklarna som hanteras. För att veta vilken lins som ska användas för att kollimera ljuset kan man använda sig av linsformeln för tunna linser,

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{S_1} + \frac{1}{S_2}, \quad (6)$$

där L är linsens brännvidd, S_1 är sträckan mellan linsen och laserdioden och S_2 är sträckan mellan linsen och avbildningen. Kollimerat ljus önskas, vilket egentligen är samma sak som att sträckan till avbildningen går mot oändligheten, därmed reduceras ekvationen till $f = S_1$. Men eftersom ljuset divergerar och linsen har en ändlig storlek samtidigt som vi vill bevara all intensitet krävs det att linsen är så nära laserdioden så att

ljuset inte hunnit divergera så mycket så att en del av ljuset hamnar utanför linsen. Detta ger oss en till ekvation,

$$\tan(\theta) = \frac{r}{S_1}, \quad (7)$$

där θ är laserdiodens största divergensvinkel och r är linsens radie. Detta ger $L = S_1 = r/\tan(\theta)$. För den andra linsen som fokuserar ljuset behöver endast ekvation (6) betraktas eftersom ekvation (7) inte är definierad, då $\tan(\theta) = 0$ för idealt kollimerat ljus. Detta innebär att fokus och avstånd kan väljas fritt med avseende på hur lätt det är att konstruera uppställningen. Eftersom divergensvinklarna för en laserdiod är så stora kan det krävas mycket starka linser, alternativt mycket stora linser. Starka och stora linser är inte alltid tillgängliga, om så är fallet kan man använda flera svagare linser. Den totala brännvidden L för n antal linser med brännvidd $L_1, L_2, \dots, L_n$ kan skrivas som

$$L = \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots + \frac{1}{L_n} \right)^{-1}. \quad (8)$$

Ekvation (8) fungerar bara om avståndet mellan linserna är mycket mindre än avståndet mellan ljuskällan och linssystemet, annars förloras intensitet hos strålen samtidigt som strålarna bryts mer än förväntat.

3 Konstruktion av länken

Datalänken kan delas upp tre huvuddelar. Den första delen är mjukvara som skapar och modulerar data till en digital signal. Den andra delen är gränssnittet mellan digital och analog signal, här består det av ett ljudkort. Den tredje är hårdvara i form av optik och elektriska kretsar som skickar den analoga signalen genom att modulera intensiteten hos en laserdiod, läser av den med en fotodiod och matar den till datorn via ljudkortet där mjukvara åter tar vid. En schematisk bild visas i figur 1.

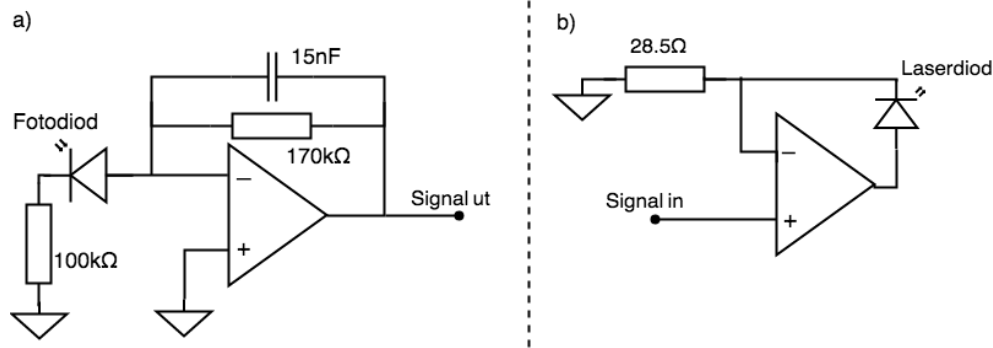
3.1 Kretsar

En stor och viktig del av projektet har bestått i att konstruera de kretsar som visas i figur 7 och figur 6. Mottagarkretsen, figur 6 a), består av en så kallad transimpedansförstärkare, en krets som gör om en ström till en spänning. Fotodioden levererar en ström som är proportionell mot ljusets intensitet, se 2.4.2. Denna ström måste göras om till en spänning för att datorn ska kunna läsa av den. Den lösning vi använder är vald med fokus på hög känslighet och låg brusnivå.

Fotodioden vi har valt att använda är från Osram Semiconductors, modellnamn BPW 34. Dioden är vald efter pris och reaktionstid. BPW-34 har en risetime på 20 ns vilket skulle tillåta att läsa information i GHz bandet[14]. Nackdelen med BPW-34 är att våglängden för maximal känslighet är 850 nm alltså en bit utanför våglängden för vår laser vilken har en våglängd på 650 nm[15]. Vi har undersökt möjligheten att använda en annan fotodiod som bättre matchar vår laser men det har lett till en allt för stor kompromiss med stigtiden som hade höjts med en faktor 10^3 . Dessutom tenderar dessa dioder att ligga avsevärt mycket högre i pris.

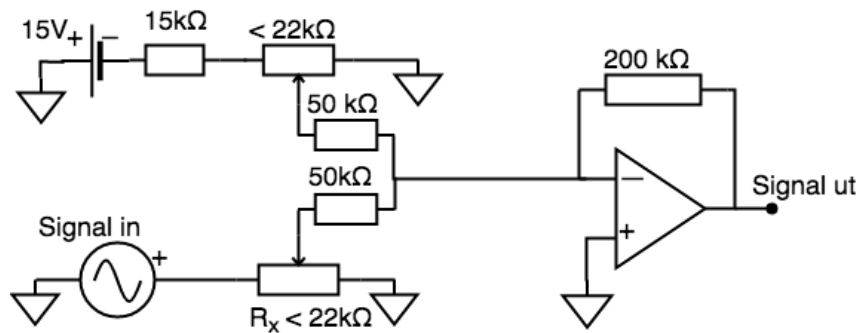
Kapacitansen i återkopplingen skapar tillsammans med resistansen ett lågpasfilter. Detta skulle kunna vara problematiskt om vi inte valt kapacitansens värde sådant att cutoff-frekvensen med god marginal hamnade över de frekvenser som ljudkortet klarar av att överföra. Kapacitansens syfte är att förhindra självoscillation i kretsen vilket annars kan vara ett problem[16, 17].

Kretsen i figur 6 b) utför precis motsatt uppgift som mottagarkretsen. Kretsen får en spänning som insignal vilken den gör om till en ström för att driva laserdioden. Operationsförstärken är negativt återkopplad och signalen går in i positiv terminal. Antar vi ideala operationsförstärkare kommer spänningen mellan plus- och minusterminal alltid att vara noll och alltså måste utspänningen vara proportionerlig mot spänningen vid den positiva terminalen vilket kommer att driva en ström genom dioden. Resistansen R_L som kopplar till jord krävs för att reglera hur mycket ström som går igenom laserdioden. Operationsförstärkarens höga ingångsimpedans hindrar ström från att gå in i minus-terminalen. Den operationsförstärkare vi har valt att använda är en DIL-8 UA741 från Texas Instruments. Operationsförstärkaren har en frekvenskaraktistik som för våra ändamål inte varit helt optimal, mer om detta i 4.1.1[18].



Figur 6: a) visar en transimpedansförstärkare. Kretsen i figuren gör om strömmen från fotodioden till en spänning vilken är proportionell mot intensiteten som träffar fotodioden. Signal ut från kretsen går sedan som signal in i kretsen i figur 7.

b) visar en spänning till strömmomvandlare som används för att driva en laserdiod. Signal in i b) kommer från signal ut på kretsen i figur 7.



Figur 7: Kretsen i figuren använder en 15 Volts DC-spänningskälla för att förskjuta en signal med en DC-komponent. När signal ut är ansluten till drivkretsen för en laserdiod används offseten för att förse laserdioden med en tillräcklig drivström så att intensiteten varierar kring en nivå vilken är i sammanhanget adekvat. I detta fall är signal in den signal som kommer direkt från datorns ljudkort. Signal ut kan också anslutas till en dator som spelar in en signal. Då väljs värdet på potentiometern $R_x < 220\text{k}\Omega$ sådant att utsignalen varierar kring 0 V. Då kommer signalen in i kretsen från utgången i figur 6.

Kretsen i figur 7 är kopplad till båda kretsarna i figur 6. Det är en krets som både justerar offset och amplitud på en signal och kretsen används på både sändar och mottagarsidan. På mottagarsidan kopplas signal ut i figur 6 a) som signal in till 7. I detta fall är kretsens funktion att justera signalens amplitud och offset så att den oscillerar kring 0 V med en amplitud som inte ger distorsion i ljudkortet vilket kopplas till signal ut. På sändarsidan kopplas signalen från ljudkortet som signal in till 7 och signal ut kopplas till 6 b). Här justeras offset och signalamplitud så att intensiteten från laserdioden varierar kring ett nollskilt värde och varken når noll eller maximal intensitet.

3.2 Optisk uppställning

Den kollimerande linsens brännvidd räknades ut genom ekvation (7), där radien på de tillgängliga linserna mättes upp till 19 mm. Den största divergensvinkeln är enligt databladet för laserdioden mellan 24° och 38° med typvärde på 28° [15]. Brännvidden för 24° och 38° blir 43 mm och 24 mm.

Den starkaste linsen som fanns tillgänglig i projektet hade en brännvidd på 50 mm. Därför användes en kombination av flera linser för att kollimera strålen. För att bestämma mer exakt vilken brännvidd som

skulle användas gjordes experimentella mätningar genom att kombinera olika linser och variera den totala brännvidden tills den bäst kollimerade strålen kunde detekteras.

Lösningen bestod av tre linser med brännvidderna 50 mm, 154 mm och 143 mm respektive. Detta ger enligt ekvation (8) och (7) en total brännvidd på ungefär 30 mm och en uppskattad divergensvinkel på ungefär 33° . På grund av mekaniska begränsningar satt linserna inte tillräckligt nära varandra för att avståndet ska vara försumbart. Avståndet mellan laserdioden och de tre linserna var 35 mm, 45 mm och 50 mm respektive. Därför blir laserdiodens korrekta divergensvinkel något större.

Som fokuserande lins användes en lins med brännvidd på 50 mm som sattes ungefär 50 mm från fotodioden. Här skulle man kunnat välja en godtycklig lins och istället variera avståndet till fotodioden.

3.3 Gränssnitt mellan kretsar och dator

Den modulerade signalen är i Matlab sparad digitalt medans signalen in i sändarkretsen och signalen ut ur mottagarkretsen är analog. Detta betyder att en Digital-to-Analog Converter (DAC) samt en Analog-to-Digital Converter (ADC) måste därför användas för kommunikation mellan kretsarna och datorerna.

Till detta användes två enkla USB-ljudkort, där hörlursuttaget på det ena användes som DAC och mikrofoningången på det andra som ADC. Ljudkortet användes på grund av deras enkelhet att implementera i Matlab samt deras låga kostnad. De introducerar dock frekvensbegränsningar då de är anpassade för att arbeta i frekvenser som är hörbara för människor, se avsnitt 4.1.1.

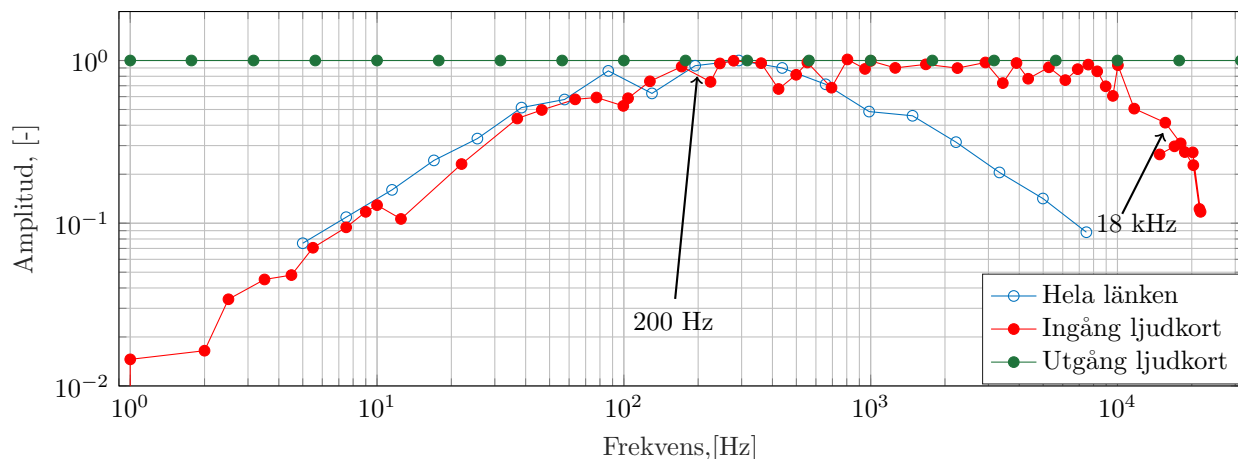
3.4 Mjukvarumplementering av modulationstekniker

Både OOK och godtycklig n-ASK har implementerats. Modulering och demodulering för dessa modulations-tekniker är lika. I sändaren skapas sinusvågor vars amplitud bestäms av bitsekvenserna av bitströmmen enligt graykodning. Avstånden mellan närliggande amplituder är ekvidistanta. Innan den riktiga datan sänds skickas 20 stycken symboler som har maximal amplitud. Dessa skickas för att mottagaren ska veta vilken amplitud som representerar den maximala amplituden så att demodulering kan ske genom att jämföra symboler med den maximala amplituden. Dessutom skickas en bitsekvens som kodar för hur många bitar som sänds i signalen. Denna förinformation kallas header. Mottagaren måste nämligen veta hur många symboler som ska demoduleras.

I mottagaren användes FIR-filter för att minimera brusgolvet och ta bort oönskade signaler. För att detektera början av en signal i mottagaren jämförs alla samplingar med ett tröskelvärde som är satt över det filterade brusgolvet och under kommunikationssignalens amplitud. Om ett samplingsvärde överskrider detta tröskelvärde, vet mottagaren att signalen börjar och demodulationen startas.

För samtliga överföringshastigheter användes en samplingsfrekvens så att varje symbol samplades tio gånger. För den första symbolen i signalen bestäms det samplingsvärde som är högst. Detta värde representerar alltså toppvärdet av symbolen, det vill säga amplituden. Amplituden för nästa symbols bestäms alltså tio samplingar efter den föregående symbolens toppvärde. För att hantera symbolssynkronisering, jämförs samtliga symbolers toppvärdens föregående och efterföljande samplingar. Om föregående eller efterföljande sampling överskrider toppvärdet, ersätts toppvärdet med det nya toppvärdet.

Även fassynkronisering implementeras på liknande vis. Demodulatorn använder att den skickade signalens bärfrekvens är känd och räknar ut hur långt det är mellan toppar i signalen för att läsa av symbolvärdet på rätt ställe. För ett idealt system fungerar det om man enbart har en referenspunkt i tidsdomänen att utgå från eftersom man sedan kan stega sig framåt ett bestämt intervall och sedan läsa av symbolen. I ett reellt system finns dock problem som fasdrift, alltså att fasen ändras under tiden datan skickas, och inte minst att klockorna på de två datorerna datan skickas mellan inte är helt synkroniserade. Det sistnämnda leder även det till att mottagaren upplever fasdrift. Detta avhjälpas med att för varje demodulerad symbol hitta ett maximalt värde att utgå från och på så sätt korrigera för fasdrift och osynkroniserade klockor. Det är detta som gör att 2-ASK fungerar mycket bättre än OOK. När symbolvärdet 0 skickas med OOK är signalens amplitud också noll och det går inte att använda maximum i signalens amplituder att orientera sig efter. Detta går dock i 2-ASK där symbolvärdet 0 istället har en lägre men nollskild amplitud. Avvägningen här är att symbolerna 0 och 1 är mer lika varandra i 2-ASK och alltså lättare kan förväxlas.



Figur 8: Frekvenssvaret hos hela länken samt samma svar för ljudkortets in- och utgång.

Under tiden signalen transmittas, skiljer den maximala amplituden något. Därför görs ett medelvärde av samtliga symbolers maximala amplituder under transmissionen av signalen för att uppskatta den maximala amplituden.

I ett kommersiellt system så sker beräkningar för signalhantering och demodulation i realtid för att minimera fördröjning av den skickade datan. I den konstruerade länken sker dock all digital signalhantering och demodulation efter signalen har kommit fram i mottagaren. Realtidsberäkningar implementerades inte därför att gränssnittet som användes i Matlab för att kommunicera med ljudkortet inte kunde göra några beräkningar på signalen under inspelning.

4 Resultat och diskussion

Mätningar på länken har varit en viktig del av uppbyggnadsprocessen. Vidare har detta påverkat uppbyggnad och optimering samt förklarat problem som uppstått. När länken färdigställd har även mätningar gjorts för att kvantifiera olika egenskaper hos datalänken. De resultat som redovisas här består dels av data som visar länkens tillförlitlighet och prestanda samt mätningar som ligger till grund för förståelsen av dessa resultat. Alla resultat i denna rapport kommer från mätningar på den slutgiltiga versionen av länken.

4.1 Filtreringsegenskaper i länken

Länken har ett amplitudsvar som skiljer sig för olika frekvenser, se figur 8. Karakteristiken är den av ett bandpassfilter, kretsen dämpar alltså både höga och låga frekvenser. Under våra mätningar plockade vi upp en störningssignal i form av en sinusvåg på 50 Hz, se avsnitt 4.3.4. För frekvenser lägre och högre än den data redovisas i figur 8 var amplituden på denna störningssignal högre än den aktuella sinusignalens amplitud. Denna data har därför inte tagits med.

Filtreringen vid högre frekvenser påverkar istället länkens maximala överföringshastighet. Detta eftersom den maximala hastigheten beror på den maximala frekvensen hos bärvågen.

4.1.1 Begränsningar hos ljudkortet

Ljudkortet har frekvenssegenskaper anpassade för generering och inspelning av ljudsignaler inom människans hörselspektrum. För att undersöka förutsättningarna för användning av dessa gjordes mätningar av både in- och utgångarnas frekvenssvar. Det visade sig att frekvenssvaret för DAC höll sig konstant vid uppspelning av sinussignaler mellan 1-56 kHz, se figur 8. Utanför detta område genomfördes inga mätningar.

ADC:n introducerar dock begränsningar. I figur 8 syns frekvensegenskaperna för ADC:n. Man kan se att amplituden sjunker kraftigt över 18 kHz vilket är ett bidrag till den sjunkande amplituden för hela länken vid högre frekvenser.

Jämför man karakteristiken för ADC:n för låga frekvenser med egenskaperna för hela länken i figur 8 kan man dra slutsatsen att länkens dämpning av låga frekvenser härstammar från just denna. Filtreringen av låga frekvenser medförde att OOK-modulering med en av och en påstängd nivå inte fungerade eftersom DC-komponenter filtrerades bort. Därför fick istället en sinusvåg spelas upp under de delar av signalen som skulle motsvara en hög nivå. Detta i kombination med att demoduleringen fungerade sämre för OOK gjorde att fokus har lagts på ASK-modulering i mätningarna. Problemen med demoduleringen ligger i timing recovery funktionen som inte går att applicera på en DC-signal. Ljudkorten är av modellen UAC-03 tillverkade av Deltaco[19].

4.1.2 Filtreringsegenskaper hos kretsar och komponenter

Den filtrering i länken som sker i den övre delen av frekvensspektrumet kan inte anses härstamma enbart från ljudkorten. Man ser i figur 8 att amplituden går ner snabbare än ADC:n gör. Denna filtrering härstammar istället troligtvis från kretsutbyggnaden och valet av komponenter.

En viss misstanke kan riktas mot mottagarkretsen som har ett inbyggt lågpasfilter. Detta filter konstruerades dock för att ha en brytfrekvens vid 36 kHz och bör därför inte påverka signalen så mycket som observeras.

Den komponent som troligtvis orsakar den nedgången vi observerar för frekvenser över 10 kHz är operationsförstärkarna. Enligt databladet minskar den maximala amplituden ut ur dessa med 57 % mellan 10 kHz och 20 kHz[18]. Denna inbyggda filteregenskap var något som inte hade uppmärksamats vid inköpet där dessa valdes på grund av det låga priset.

Lasern skulle också kunna påverka frekvenssvaret. Databladet för denna innehåller dock ingen information om frekvensberoende och detta är något vi inte haft möjlighet att undersöka[15]. Fotodiodens egenskaper bör dock inte påverkat då dess bandbredd är mycket större än våra signalers.

4.2 Karakterisering av länken

Den slutgiltiga länken karakteriserades genom att mäta upp BER för olika avstånd och bithastigheter. Till en början gjordes uppmätningar av länkens BER över en sträcka på 2.75 m där överföringshastigheten varierades från 10 kbit/s till 19 kbit/s. Dessa mätningar genomfördes med OOK-modulering.

Därefter gjordes BER-mätningar på olika avstånd för att undersöka hur väl länken presterade över längre distanser. Mätningarna genomfördes med ASK-modulering vid 13, 15 och 17 kbit/s. Avstånden varierades från 6 m till 30 m.

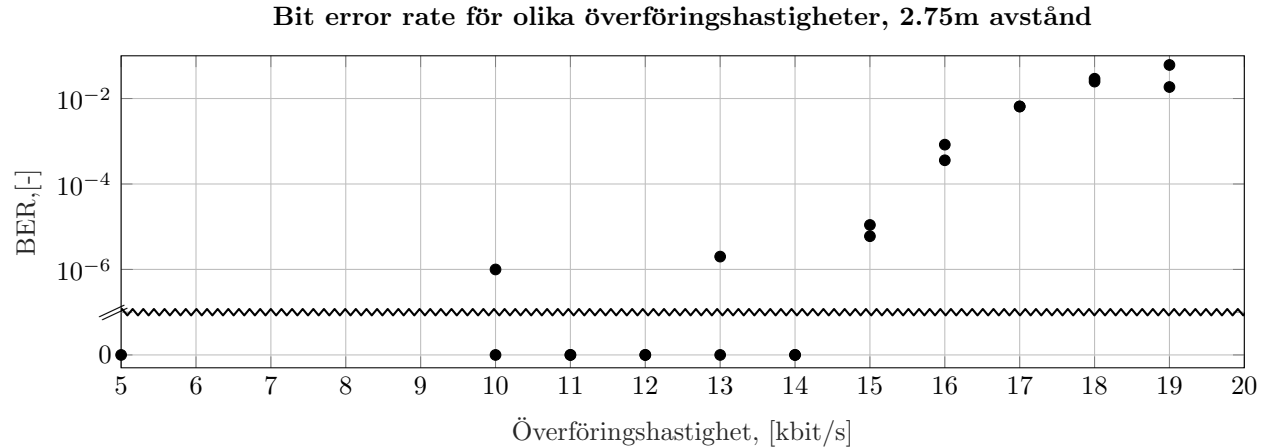
Vid varje mätning överfördes 10^6 bitar och mätningarna upprepades flera gånger för varje uppställning och alla mätningar genomfördes med tänd takbelysning.

4.3 Länkens prestanda

Två önskade egenskaper hos en FSO-länk är att den ska klara långa avstånd och höga överföringshastigheter. Vi har optimerat kretsar och mjukvara med avseende på dessa två parametrar och mätt hur BER beter sig när vi ändrar avstånd och bärfrekvens. I vår länk är en hög bärfrekvens samma sak som en hög bitrate.

4.3.1 BER vid ökad hastighet

När överföringshastigheten ökas så ökas även bär vågens frekvens. I avsnitt 4.1 såg vi att amplituden hos den mottagna signalen minskar då frekvensen ökar. Denna amplitudförändringens påverkan på BER presenteras i figur 9. I figuren syns tydligt att medelvärdet av bitfelen ökar tillsammans med hastigheten och över 19 kbit/s går det inte längre att överföra data. Detta är väntat eftersom signalens amplitud sjunker vid ökad hastighet vilket bör leda till ett sämre SNR.



Figur 9: Bitfel vid överföring med hjälp av OOK-modulering i olika överföringshastigheter. Alla mätpunkter motsvarar en överföring av en miljon bitar. Över 20 kbit/s lyckas inte längre headern av signalen avläsas och överföringen misslyckas därför.

Att se till att gränsen på 100 bitfel för en statistiskt säkerställd uppskattning av BER var uppnådd vid alla mätningar var svårt eftersom datan på grund av demoduleringstider inte analyserades i realtid, se avsnitt 4.4. Med hjälp av ekvation (5) kan vi dock uttala oss om de mätningar med noll bitfel. Där kan vi med en statistisk säkerhet på 95 % säga att vår länk har en BER som är lägre än $3 \cdot 10^{-6}$.

4.3.2 Avståndsberoende

I figur 10, 11 och 12 presenteras de BER-värden vi mätte upp när vi varierade överföringsavståndet. Även här, precis som i datan för hastighetsvariationen i avsnitt 4.3.1 finns stora variationer i mätvärdena vid samma mätpunkt.

Det är dock, till skillnad från hastighetsdatan svårt att utläsa någon trend kring vad som händer vid ökad längd. Datat har för stora variationer. Hypotesen innan mätningarna genomfördes var att ökat avstånd skulle höja uppmätt BER. Ur den data vi samlat in anser vi dock att denna hypotes varken bekräftats eller motbevisats.

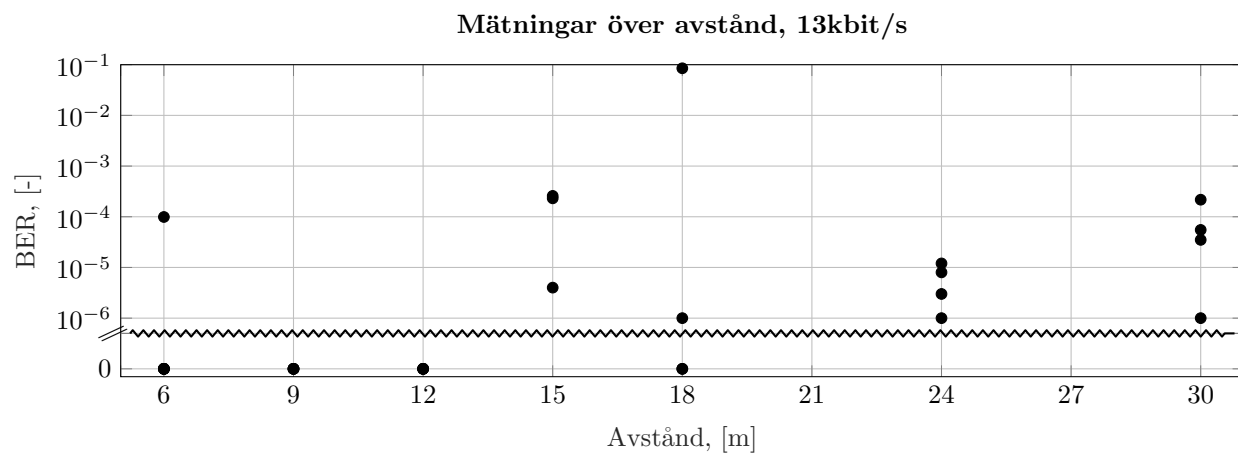
Precis som för avståndsmätningarna är det också svårt att säga något om de mätningar som visar på låg BER eftersom dessa inte har tillräckligt många bitfel.

Flera felkällor finns. Bland annat takbelysningen i mätlokalen. Eftersom mätutrustningen flyttades runt under mätprocessen varierade denna mellan mätpunkterna. Lokalen mätningarna gjordes i hade även stort insläpp av solljus. Eftersom mätningar genomfördes under stora delar av dagen varierade detta vilket kan ha påverkat resultaten. Den största felkällan anser vi dock vara riktningssvårigheter.

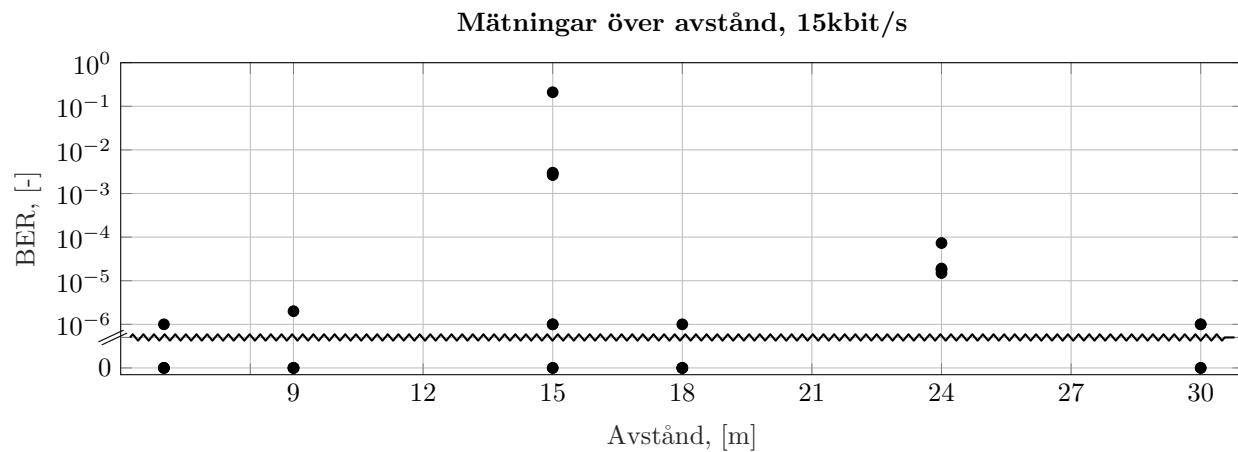
4.3.3 Riktningssvårigheter

Vi hade under våra mätningar svårt att rikta laserstrålen. Svårigheterna att följa och rikta strålen blev efter 30 m så stora och platsen i lokalen så begränsad att mätningar över längre avstånd inte var möjliga att genomföra. Vid det avståndet kunde små störningar i riktningen hos sändaren få strålen att missa mottagaren helt.

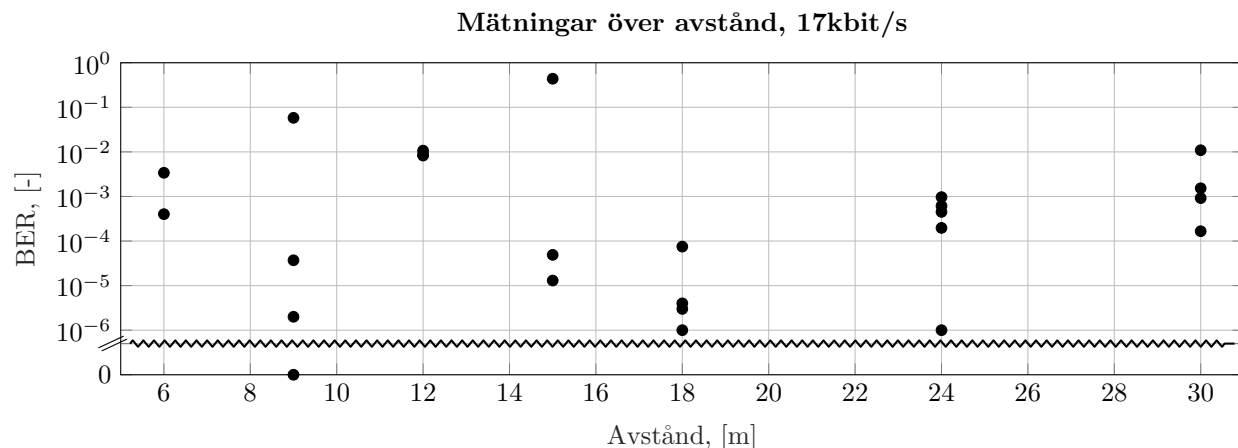
För att underlätta förflyttningen av uppställningen, vilket krävdes när avstånd skulle varieras, byggdes länken upp på två vagnar med hjul, figur 13. Hjulen gjorde vagnarna lätta att flytta men gjorde dem även känsliga för störningar. Samtidigt placerades de datorer som styrde både mottagare och sändare på vagnarna. Dessa var tvungna att vidröras vid varje mätningsstart vilket mycket väl kan ha fått vagnarna att riktas om och på så sätt påverkat resultatet.



Figur 10: Figuren visar 4 mätningar vardera på 9 m, 12 m, 18 m, 24 m och 30 m. På 6 m och 15 m är 6 (varav fem helt saknar bitfel) respektive 3 mätningar inkluderade i figuren. 4 mätningar var av så dålig kvalitet att de inte gick att demodulera och kan alltså sägas ge 50 % bitfel eller med andra ord helt slumpmässig data. Varje mätning var en överföring av 1 miljon bitar.



Figur 11: 4 mätningar på varje redovisat avstånd förutom på 15 m där det är 8 mätningar. Alla mätningar har varit av tillräckligt god kvalitet för att kunna demoduleras och analyseras. Vid varje mätning överfördes 1 miljon bitar.



Figur 12: 23 mätningar med en bärfrekvens på 17 kHz redovisas i figuren. 4 mätningar visas för 9 m, 18 m och 30 m, 3 mätningar för 12 m och 13 m samt 5 mätningar för 24 m. 2 mätningar var så dåliga att de gav helt slumpmässiga bitar och är inte inkluderade i figuren. 1 miljon bitar överfördes vid varje mätning.

Många av de avstånd där hög BER observeras har en eller flera datapunkter med låg BER. En av våra hypoteser är att dessa mätningar var de som genomfördes först vid mätpunkten, när inriktningen var ny och ostörd. Tillstötningar av vagnarna och datorerna ovanpå dessa skall sedan ha påverkat riktningen och därför orsakat sämre SNR hos de efterföljande mätningarna vilket resulterat i ett högre BER.

Att vagnarna var ett problem observerades också när frekvensvarierande mätningar på 2.75 m gjordes med ASK-modulering. Dessa genomfördes, till skillnad från OOK-mätningarna som gjordes med uppställningen på fasta bord, med uppställningen på vagnarna och visade på en sämre prestanda vid 2.75 m än 30 m. De hade också en betydligt större spridning än OOK-mätningarna.

För att göra mätningarna robustare skulle en stabilare mätning byggts upp. Denna mätning skulle inte ha lätttrullande hjul vilket skulle minimerat chansen för felriktning. Dessutom borde kontrollundersökningar på inriktningen gjorts mellan varje mätning, något som inte gjordes.

4.3.4 50 Hz störning

Vi har konsekvent i alla mätningar haft en störning i form av en sinusformad signal vid 50 Hz. Denna vågform härstammar troligtvis från elnätet i huset som arbetar vid just denna frekvens och plockas antingen upp när någon del av kretsen oavsiktligen fungerar som en antenn eller via någon annan utrustning som är inkopplad till ett vägguttag. Den signalens amplitud överskred i vissa fall den skickade signalens. För att undvika påverkan från denna signal implementerades ett digitalt filter vilket fungerade ganska bra eftersom frekvensen på störningen ligger långt under det frekvensområde vi skickar vår data i. Störningen kan dock trots detta haft en inverkan på resultaten. Vi kunde observera att störningen inte var lika stark överallt. Eftersom mätutrustningen flyttades mellan varje mätpunkt vid avståndsmätningarna kan därför denna störning varit starkare vid vissa mätningar.

4.4 Demoduleringstider

Algoritmen för att demodulera den överförda signalen tog lång tid att köra. När karakteriseringsmätningar gjordes skickades så mycket data över samtidigt att demoduleringen ansågs ta för lång tid för att köra mellan varje mätning, i vissa fall över 5 minuter per mätning. Om detta hade gjorts hade inte alla mätpunkter hunnits med.

Demodulationen genomfördes därför vid ett senare datum och först då kunde mätdata observeras. På grund av detta gjordes många av mätningarna utan vetskap om tidigare mätningars resultat. Detta gjorde

att eventuella riktningsfel eller andra förändringar mellan mätningarna inte kunde upptäckas förrän efter demodulationen gjorts.

Att demodulationen genomfördes senare ledde också till att problemen vagnarna medförde inte kunde korrigeras. Det fanns, när resultaten var klara, inte längre tid att göra om mätningarna med en fastare uppställning.

En stor del av demodulationens långa tid misstänker vi härstammar från att Matlab är ett intepreterat språk. En övergång till ett kompilerat språk, exempelvis C hade troligtvis löst detta problem. Detta på grund av att demoduleringen hade varit möjlig att genomföra under tiden datan överfördes. Möjligheten att demodulera signalen samtidigt som denna överförs hade även möjliggjort realtidskommunikation.

4.5 Icke implementerat utvecklingsarbete

Mycket arbete lades under projektet ner på saker som ej hann bli implementerade av olika anledningar. Bland annat gjordes försök att gå runt frekvensbegränsningarna hos ljudkorten genom att använda sig av ett USB-oscilloskop med inbyggd funktionsgenerator. Denna utrustning hade möjlighet att arbeta i frekvenser upp till 100 kHz vilket hade möjliggjort större hastigheter. Detta försök avbröts dock på grund av stora problem i tillverkarens implementation i Matlab vilken fick Matlab att krascha.

Det har även lagts tid på att implementera andra moduleringsformat vilket hade möjliggjort större överföringskapacitet i och med ökat antal bitar per symbol. Ett av dessa format var ASK med fler än 2 nivåer. Av alla icke implementerade format var det denna som tog sig längst i utvecklingen och kod finns skriven för både modulering och demodulering av signal med godtyckligt antal nivåer. En testmätning genomfördes med 4 nivåer vilket gav ett bitfel på 15 %. Under arbetet fram till denna mätning stötte vi dock på stora problem som vi misstänker härstammar från ett icke linjärt svar från någon av kretsarna. Detta undersöktes dock inte närmare på grund av tidsbrist.

Arbete har också lagts på att skicka modulerad data med PSK. Här har vi dock stött på problem med synkroniseringen av frekvenser mellan sändare och mottagare. Även här har tidsbristen satt stopp för utvecklingen.

Precis som för flernivå-ASK har tid lagts på feldetektion och felkorrigering. En enkel metod, Hamming(7,4), har implementerats och ett enkelt test där bitar manuellt felställdes genomfördes. Detta test visade att metoden fungerade, både för att upptäcka men också korrigera fel. Återigen gjorde tidsbristen att denna metod aldrig implementerades vid ordentliga överföringar.

4.6 Vidareutveckling av länken

Som tidigare har nämnts har det varit nödvändigt att göra en del avgränsningar av arbetet för att få det att passa inom projektets tidsramar. Med mer tillåtande ramar hade arbete kunnat läggas på flera områden för att öka länkens prestanda. Högst prioritet vid en vidareutveckling av länken skulle riktningsmekanik ha. Svårigheten att rikta strålen har orsakat stora problem och ordentliga mekanismer för detta är något som krävs för att ha möjlighet att rikta strålen över långa avstånd. I en vidareutveckling av projektet föreslår vi att man tar hjälp av mikrometerskruvar eller stegmotorer för att bygga mekanik som kan rikta strålen.

Mer tid hade även gjort det möjligt att undersöka fler modulationstekniker och vidareutveckla de som redan implementerats. Ett system med fler symboler, tex. Quadrature Amplitude Modulation (QAM) eller QPSK, kan öka överföringshastigheterna ordentligt. Det är endast OOK och ASK som undersökts ordentligt i denna rapport men grunden till att implementera andra modulationstekniker är utarbetad.

Vidareutveckling av länken hade också inkluderat förbättrade felkoddetektions- och felkorrigeringsalgoritmer. Den algoritm som implementerats, Hamming(7,4), är en metod som sällan används för kommersiella kommunikationslänkar. Den kräver många operationer och ökar mängden data som skall skickas med 75 %. Dessutom är felkorrigeringsmöjligheterna begränsade. Metoden valdes för att den var enkel att implementera och bygger på matrismultiplikation vilket Matlab är väl lämpat för.

Ett krav för att kunna vidareutveckla länken bättre är tillgång till adekvata DAC och ADC. Ljudkorten som använts i projektet klarar inte av tillräckligt höga frekvenser för att komma i närheten av hastigheter

som används i kommersiella system. En vanlig trådlös router sänder med en bandbredd på 160 MHz alltså fyra storleksordningar större än de 20 kHz som är maximal hastighet för ljudkorten.

5 Slutsats

Vi har i detta projekt konstruerat en trådlös optisk datalänk som kan överföra data med en hastighet på maximalt 17 kbit/s över en sträcka om 30 m med en BER på 10^{-4} för en datamängd om 1 Mbit. På 30 m avstånd har data om samma mängd överförts helt utan bitfel med en hastighet om 15 kBit/s. För att genomföra detta har vi konstruerat elektriska kretsar som tillsammans med färdiga ljudkort låter en dator skicka data via en laserdiod till en fotodiod och läsa av datan där. För att kollimera laserdiodens ljus har ett linssystem byggts upp på sändarsidan. Vid mottagaren har dessutom ett linssystem byggts upp för att fokusera den kollimerade strålen på fotodioden. Programkod som behandlar signalen digitalt, demodulerar den och tolkar datan har skrivits från grunden i programspråket Matlab.

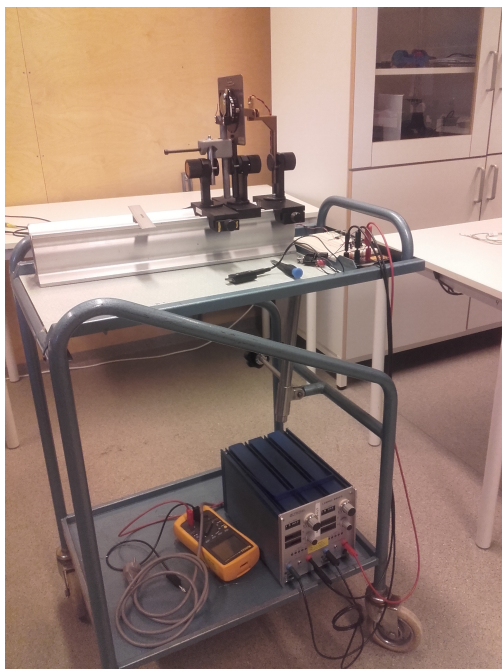
Stor vikt har lagts vid att karakterisera den färdiga länkens egenskaper med avseende på överföringshastigheter, beteende vid ökat avstånd och BER. Resultaten är i vissa avseenden svårtolkade med stora variationer uppvisar ingen tydlig trend, till stor del på grund av en uppställning med stora riktningssvårigheter.

Tekniken har potential att utvecklas till en väl fungerande datalänk. För att länken ska vara användbar till överföring av data på ett meningsfullt sätt måste den förfinas på ett antal områden. Hastigheten behöver ökas ordentligt vilket ställer krav på gränssnitt mellan dator och hårdvara som ljudkorten som användes inte kommer i närheten av. Vi har här varit begränsade av bandbredden på ADC:n. Vidare behövs ett system för att rikta in strålen på ett effektivt och stabilt sätt vilket hade varit prioriterat i mån av mer tid.

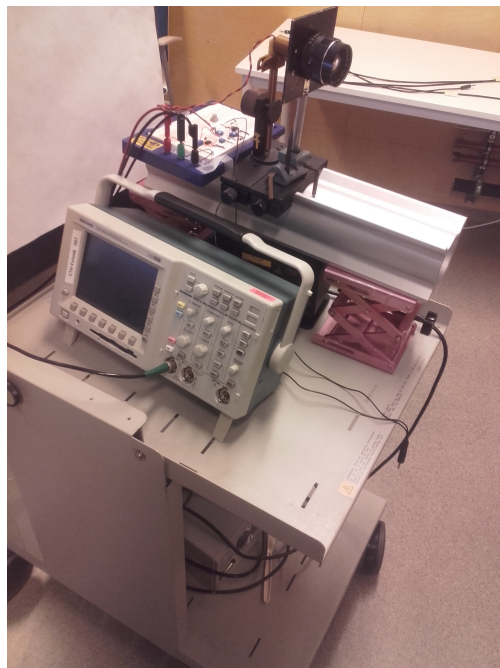
Referenser

- [1] R. N. Clarke, "Expanding mobile wireless capacity: the challenges presented by technology and economics", *Telecommunications policy* **38**, 693–708 (2014).
- [2] T. R. Beard, G. S. Ford, L. J. Spiwak och M. Stern, "Wireless competition under spectrum exhaust", *English, Federal Communications Law Journal* **65**, 79 (2013).
- [3] Srikant patnaik, Srusti Srujanika sahu, Anshuman Panda, Chandni Jaiswal, *Free space optical communication: a review*, <https://www.irjet.net/archives/V3/i4/IRJET-V3I4251.pdf> (hämtad 2017-05-08).
- [4] M. A. Khalighi och M. Uysal, "Survey on free space optical communication: a communication theory perspective", *IEEE Communications Surveys Tutorials* **16**, 2231–2258 (2014).
- [5] H. Haas, L. Yin, Y. Wang och C. Chen, "What is lifi?", *Journal of Lightwave Technology* **34**, 1533–1544 (2016).
- [6] K. Steiglitz, *A digital signal processing primer* (Addison-Wesley Publishing Company, 1996).
- [7] Mathworks, *Bit error rate (ber)*, <http://se.mathworks.com/help/comm/ug/bit-error-rate-ber.html> (hämtad 2017-05-09).
- [8] E. P. Haglund, "Vertical-cavity surface-emitting lasers: large signal dynamics and silicon photonics integration", *English, diss.* (2016).
- [9] D. J. C. MacKay, *Information theory, inference, and learning algorithms*, *English* (Cambridge University Press, Cambridge, UK; New York; 2003).
- [10] T. H. Maiman, "Stimulated optical radiation in ruby", *English, Nature* **187**, 493–494 (1960).
- [11] A. Larsson, *Semiconductor optoelectronics - device physics and technologies* (Department och Microtechnology och nanoscience, MC2 Chalmers University of Technology, 2010).
- [12] H. Sun, I. ebrary och S. (-b. collection), *Laser diode beam basics, manipulations and characterizations*, *English* (Springer, Dordrecht, 2012; 2015;).
- [13] Integrated Optics, UAB, *Laser beam*, <https://integratedoptics.com/laser-beam-collimation> (hämtad 2017-05-04).
- [14] Osram Semiconductors, *Datablad, fotodiod bpw-34*, https://www.elfa.se/Web/Downloads/_d/_e/yl630432_d_e.pdf?mime=application%5C%2Fpdf (hämtad 2017-05-04).
- [15] Arima, *Datablad, laserdiod adl-65055tl*, <https://www.elfa.se/sv/laserdiod-650-nm-mw-to5-mm-arima-adl-65055tl/p/17570221?queryFromSuggest=true> (hämtad 2017-05-04).
- [16] Texas Instruments, *An-1244 photo-diode current-to-voltage converters, application report*, <http://www.ti.com/lit/an/snoa423b/snoa423b.pdf> (hämtad 2017-05-04).
- [17] Burr - Brown, *Designing photodiode amplifier circuits with opa128, application bulletin*, <http://www.ti.com/lit/an/sboa061/sboa061.pdf> (hämtad 2017-05-04).
- [18] Texas Instruments, https://www.elfa.se/Web/Downloads/_t/ds/ua741_eng_tds.pdf?mime=application%5C%2Fpdf (hämtad 2017-05-05).
- [19] Deltaco, *Produktsida för uac-03*, <https://www.deltaco.se/produkter/datorkomponenter/ljudkort/UAC-03> (hämtad 2017-05-09).

A Bilder på uppställning med vagnar



(a) Sändarsidan av uppställningen på en vagn.



(b) Mottagarsidan av uppställningen på en vagn. Oscilloskopet används för att justera in signalen från sändaren utan att behöva göra en inspelning med en dator.

Figur 13: Uppställning som användes för att mäta länkens beroende av avstånd.