



CHALMERS

Powerline Communication

Examensarbete inom Högscoleingenjörprogrammet inom data- och informationsteknik

JOHAN VALLANDER

MOHAMMAD MUSBAH

Powerline Communication

Johan Vallander, Mohammad Musbah

© JOHAN VALLANDER; MOHAMMAD MUSBAH, 2014

Institutionen för data- och informationsteknik
Chalmers tekniska högskola
412 96 Göteborg
Tel: 031-772 1000
Fax: 031-772 3663

Institutionen för data- och informationsteknik
Göteborg, 2014

Förord

Arbetet har genomförts på Chalmers Lindholmen i Göteborg under läsperiod fyra, vintern 2014. Examensarbetet ligger på (15 hp) och den pågick under 10 arbetsveckor.

Vi vill tacka de som hade varit inblandade. Sigma Technology Development AB, vår handledare Alixander Ansari och Andreas Eriksson. Stort tack till er för att ni var lättillgänglig vid behov av hjälp och kontakt. Ett stort tack även till vår handledare på Chalmers, Sakib Sistik, för att han öppnade alla vägar för oss. Ett stort tack till vår examinator Lars Svensson som informerade oss om hur man ska ta sig tillväga med examensarbetet samt den långsiktiga planeringen. Vi tackar även våra vänner Martin och Andreas för trevligt umgänge och tillgänglighet av kaffe.

Sammanfattning

Projektet avser minska resursanvändning i form av kablage i lastbilar genom att möjliggöra dataöverföring över befintliga elledningar. En teoretisk modell för ett modem, avsett för kommunikation via fasmodulering, läggs fram. Modellen möjliggör, via ett fåtal komponenter, kommunikation i full duplex och möjlighet till mjukvarumässigt inställbara kanaler. Utifrån denna modell konstrueras en sändarmodul, mottagarmodul, spänningsregulator samt en fristående kvadraturdetektor. Tester görs på dessa komponenter vilka visar på bristfällig dataöverföring mellan sändarmodulen och mottagarmodulen medan spänningsregulatorn och den fristående kvadraturdetektorn gav önskat resultat. Förslag till möjlig vidareutveckling av den praktiska implementationen ges.

Summary

The project intends to reduce the use of resources in the form of cables in trucks by allowing data transfer over existing electrical wiring. It presented a theoretical model of a modem, intended for communication via phase modulation over power lines. The model consists of few components and communication method is full duplex. The model offers the possibility and the opportunity for channel selection in software. From the model a transmitter module, receiver module, voltage regulator and a separate quadrature detector is constructed. Initial tests and checking which were done on these four components showed first that the data transfer between the transmitter module and receiver module worked but the transmission was unreliable, meanwhile the voltage regulator and the external quadrature detector worked and delivered the expected performance. The model is eligible for further possible development and practical implementation:

Förkortningar

A/D omvandlare	Analog till digital omvandlare.
BPSK	Binary phase-shift keying, dataöverföring med två faslägen.
DC	Likström.
ESD	Elektrostatiska urladdningar.
IF	Intermediate frequency, Mellanfrekvens.
Op-amp	Operational amplifier , Operationsförstärkare.
PLC	Programmable Logic Controller, programmerbart styrsystem.
PWM	Pulse-width modulation, Pulsbreddsmodulering.
QPSK	Quadrature phase-shift keying , dataöverföring med fyra faslägen.
RF	Radiofrekvens.
RC-filter	Passivt filter baserat på en resistor och en kondensator.
RS-232	Är en standard för en seriell databuss.
USB	Universal Serial Bus.
Q-värde	Kvoten av ett filters bandbredd genom dess centerfrekvens.

Innehållsförteckning

1.	Inledning	1
1.1	Bakgrund	1
1.2	Syfte.....	2
1.3	Mål.....	2
1.4	Avgränsningar	2
2.	Teknisk bakgrund.....	3
2.1	Likhet med radiomottagare.....	3
2.2	Fasmodulering	3
2.3	Bandbredd, symbol- och bithastighet	3
2.4	Fyrkantsvågor	4
2.5	Frekvensblandare.....	4
2.6	Homodynmodulatorer med kvadraturavkodning	5
2.7	Mikroprocessorn dsPIC33FJ64GP802	5
2.8	Kristalloscillatorer	6
2.9	Spänningsregulator	8
2.10	Lågpåssfilter	8
2.11	Bandpassfilter	9
2.12	Differentialförstärkare	10
2.13	ESD.....	11
3.	Konstruktion	12
3.1	PC gränssnitt.....	12
3.2	Modemets teoretiska modell.....	13
3.3	Realiserad sändarenhet	14
3.4	Realiserad mottagarenhet	15
3.5	Överföringsprotokoll	16
3.6	Övergripande mjukvaruspecifikation	16
3.7	Switchad kvadraturavkodare	17
3.8	Spänningsregulator	18
4.	Resultat	20
4.1	Relativ fasdrift	20
4.2	Dataöverföring med BPSK i 104 166 baud	20
4.3	Dataöverföring med QPSK i 208 322 baud (416 644 bps).....	20

4.4	Råa fas- och amplitudvärden	21
4.5	Spänningsregulatorn	23
4.6	Inverterare.....	24
4.7	Fristående frekvensblandare	24
5.	Diskussion.....	27
5.1	Ursprunglig planering.....	27
5.2	Oscillatorer	27
5.3	Switchad kvadraturavkodare	28
5.4	Kvadraturdetektionen	28
5.5	Överföringsfelen.....	30
5.6	Kanalselektion	30
5.7	Implementation i lastbil	30
6.	Slutsatser	31
6.1	Miljöaspekter	31

1. Inledning

Vi har arbetat med att designa och realisera modem avsedda för anslutning till det likströmsmatade kraftledningsnätet i en lastbil vilka där skall kunna användas för överföring av data, röst, musik och videosignaler. Tekniken existerar sedan länge men används då för att kommunicera via växelströmskraftledningar. Denna teknik går under benämningen PLC, vilket är en engelsk förkortning för Power Line Communication, på svenska kallat kraftledningskommunikation.

1.1 Bakgrund

Dagens lastbilar och personbilar innehåller en mängd elektroniska komponenter i form av bland annat mikroprocessorer, sensorer och givare som har behov av att kommunicera med varandra. Den ökande komplexiteten leder till ett ökat behov av kommunikationsledningar vilket är problematiskt, både ekonomiskt och designmässigt. Möjligheten att överföra data via samma kabel som används för strömmatning skulle kunna minska behovet av dedikerade signalledningar.

Vi har tidigare tillsammans med två övriga medarbetare konstruerat moduler avsedda att åstadkomma dataöverföring över en likströmsmatad ledning. De moduler vi konstruerade, en sändare och en mottagare, fungerade genom frekvensmodulation där två frekvenser användes för att representera en logisk nolla eller etta. Sändaren realiserades genom två olika oscillatorer som genererade varsin frekvens i kHz området som sedan passerar genom en multiplexer styrd av en Arduino vilken valde vilken frekvens som släpptes vidare ut på ledningen. Mottagaren fungerade genom att två separata filter och likriktare genererade en spänning proportionell mot amplituden hos vardera frekvensen vilket i en komparator användes för att generera en digital signal till en mottagande Arduino [1]. Överföringshastigheten med denna konstruktion nådde inte över 4 kbps vilket är långsamt i jämförelse med de typer av bussar (LIN och CAN bland andra) vilka i dagsläget används inom fordon. Dessutom byggde denna konstruktion på dubbla uppsättningar oscillatorer hos sändaren och dubbla uppsättningar bandpassfilter hos mottagaren. Vi ansåg det därför lämpligt att helt överge denna konstruktion och istället försöka konstruera ett modem baserat på fasmodulering vilket då endast behöver arbeta med en frekvens. Fasmodulering är också en vanligt använd teknik vid modulering av digital data vilket stärkt vår motivation att fokusera på denna modulationsteknik.

1.2 Syfte

Vi ämnar konstruera enheter för fasmodulerande kommunikation över en likspänningsmatad kabel. Ett flertal av dessa konstruktioner skall kunna kommunicera med varandra över en bestämd kanal (frekvens) och möjligheten att ställa in kanal skall också finnas. Konstruktionerna skall även matas via samma kabel som används för kommunikationen.

1.3 Mål

Målet är att konstruktionerna skall ha så goda egenskaper som möjligt med avseende på överföringshastighet, feltålighet och strömförbrukning.

1.4 Avgränsningar

Arbetet sker enbart i laborationsmiljö med komponenter uppkopplade på kopplingsdäck. Verklig implementation i ett fordons elnät ligger således utanför omfånget av detta arbete. Dessutom har ingen hänsyn tagits till eventuella störningar på transmissionsledningen.

2. Teknisk bakgrund

2.1 Likhet med radiomottagare

Problemen vid överföring av elektromagnetiska vågor, vid exempelvis FM-radio, WLAN, Bluetooth osv, har många likheter med svårigheterna att överföra data på en icke-dedikerad kabel. Informationen måste på sändarsidan först överlagras på en så kallad bärvågsfrekvens och sedan på mottagarsidan utifrån bärvågen återskapa den sända informationen. Den egentliga skillnaden mellan dessa områden är att vid radioteknik skickas den elektriska signalen via en antenn som elektromagnetiska vågor som propagerar genom rymden tills de på mottagarsidans antenn inducerar en spänning som sedan avkodas. Den enda egentliga skillnaden är att i fallet PLC existerar inte detta mellansteg genom rymden utan signalen färdas hela tiden genom en ledare. Detta motiverar nyttjande av tekniker som är välkända i radiosammanhang.

2.2 Fasmodulering

Fasmodulering är ett sätt att representera data genom att modulera faser på en bärvåg i olika förutbestämda lägen. Vanliga fasmodulationstekniker innefattar BPSK och QPSK, vilka skiljer sig åt i antalet olika faslägen som används för att representera data. BPSK använder sig av två faslägen åtskilda av 180 grader för att representera en binär bit. QPSK å andra sidan använder sig av fyra (2^2) olika lägen för att representera två binära bitar. Det förstås att ju fler olika lägen faser kan anta desto svårare är det för mottagaren att särskilja dessa lägen sinsemellan.

2.3 Bandbredd, symbol- och bithastighet

De olika kvantifierade lägen som används för att representera data kallas inom informationsteori för symboler. BPSK har 2 distinkta lägen och QPSK har 4. BPSK kan således överföra 1 bit per symbol medan QPSK kan överföra 2 bitar per symbol. Det antal symboler som överförs per sekund kallas symbolhastighet och mäts i baud. Bithastigheten är således inte synonymt med symbolhastigheten annat än då symbolalfabetet består av två enstaka symboler, som i fallet BPSK.

Det antal olika pulser som kan sändas varje sekund begränsas av den tillgängliga bandbredden, d.v.s. det frekvensutrymme som används för överföringen. Den bithastighet som då kan uppnås beror på det antal bitar som varje symbol kan överföra [2].

Enligt Hartleys lag gäller:

$$R \leq 2 \cdot B \cdot \log_2(M) \quad (1)$$

Där

M = Olika signalnivåer, faslägen

R = Överföringshastighet i bitar per sekund

B = Bandbredd i Hertz

2.4 Fyrkantsvågor

En fyrkantsvåg är en periodisk våg som periodiskt växlar mellan två ytterlägen. Detta gör dem enkla att generera från digitala kretsar.

I frekvensplanet kan fyrkantsvågen beskrivas som dess grundton plus summan av alla dess udda övertoner enligt formel 2 nedan:

$$f(x) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) \quad (2)$$

Där

L = en halv våglängd hos en fyrkantsvåg

n = alla udda heltal

2.5 Frekvensblandare

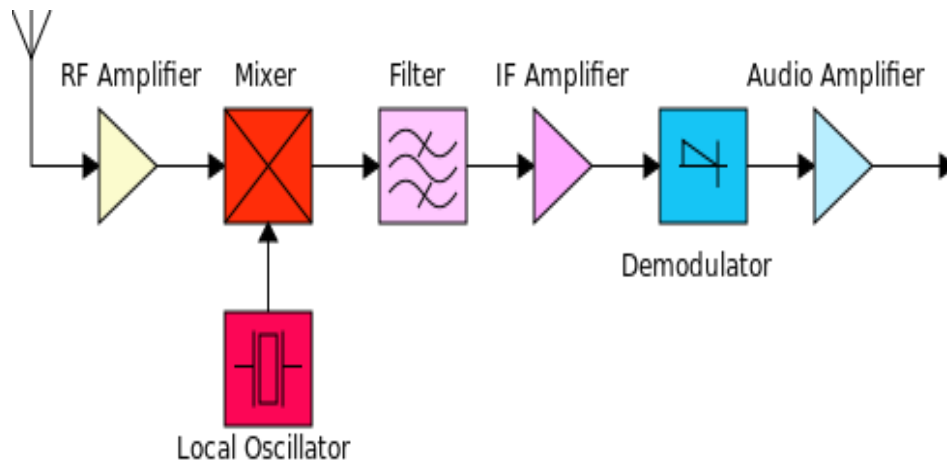
En blandare, eller frekvensblandare, är en elektronisk komponent avsedd att skapa en utsignal proportionell mot produkten av spänningen hos två insignaler. Multiplikation i tidsplanet är ekvivalent med addition och subtraktion i frekvensplanet.

En aspekt hos blandare är att när de två insignalerna har samma frekvens men olika fas, så kommer utsignalen bestå av två komponenter; Den dubbla insignalfrekvensen samt en likströmskomponent vilken är proportionell mot skillnaden i fas hos de två insignalerna. Detta möjliggör användandet av blandare som fasdetektorer.

En blandare av switchande typ kan enkelt realiseras som en komponent som periodiskt växlar mellan att släppa igenom den ursprungliga signalen och dess invers. Med andra ord sker en multiplikation i tidsplanet med faktorerna 1 och -1, d.v.s. en fyrkantsvåg. Eftersom en fyrkantsvåg med grundtonen f innehåller övertoner med frekvenser på udda heltalsmultiplar av f , d.v.s. $3f$, $5f$, $7f$ osv så kommer dessa övertoner också samverka med insignalen. Dessa övertoner är i de allra flesta fall oönskade och bör filtreras bort [3].

2.6 Homodynmodtagare med kvadraturavkodning

En homodynmodtagare kan lättast förklaras i relation till superheterodynmodtagaren vilken är den klassiskt mest populära formen av radiomodtagare. Heterodynmodtagaren arbetar genom att i flera steg frekvensblanda och bearbeta signalen. Figur 1 visar en superheterodynmodtagare för ljudsignaler i dess enklaste utförande [4]. Signalen blandas först ner till en mellanfrekvens och demoduleringen av data arbetar på just denna frekvens.



Figur 1: Superheterodynmodtagare

Homodynmodtagaren förenklar konstruktionen genom att förbigå mellanfrekvensen och demodulera direkt på frekvensen av intresse.

Kvadraturavkodning innebär att man har två blandare som vardera blandar signalen direkt med varsin bärvågsfrekvens, åtskilda 90 grader sinsemellan. Resultatet blir två spänningar proportionella mot fasens real- och imaginärdel, eller mot sinus och cosinus av fasen.

Kvadraturavkodning kan realiseras i form av en homodynmodtagare på ett förhållandevis enkelt sätt [5].

2.7 Mikroprocessorn dsPIC33FJ64GP802

Processorn dsPIC33FJ64GP802 är en 16-bitars mikroprocessor med 16 kb RAM och 64 kb programminne från företaget Microchip. Den kan arbeta i upp till 40 MHz där huvuddelen av instruktionerna exekveras på en enda klockcykel och processorn arbetar således huvudsakligen i 40 MIPS. Den innehåller flertalet inbyggda autonoma perifera enheter vilka kan konfigureras och kontrolleras via programvara. Dessa inkluderar bland annat:

- UART-enhet vilken används för asynkron seriell kommunikation, bland annat för RS232.

- 4 stycken PWM utgångar vilka kan konfigureras för att generera fyrkantsvågor. Dessa styrs av en intern periodisk räknare som kan klockas av en extern oscillator eller processorns interna klockfrekvens. Således kan de generera fyrkantsvågor med viss fas och frekvens. De frekvenser (f) som kan genereras vid en viss klockfrekvens (c) är de som kan genereras enligt formel 3 nedan. Dessa genererade signaler kan anta n olika uniformt fördelade faslägen.

$$f = \frac{c}{n} \quad (3)$$

- Analog till digital omvandlare med tillhörande 4 stycken "Sample & Hold" kretsar vilket möjliggör simultan omvandling av upp till 4 analoga ingångar. A/D kretsen kan konfigureras att arbeta i upp till 1,1 MSPS (miljoner omvandlingar per sekund), vilket i fallet med 2 ingångskanaler möjliggör halva denna omvandlingsfrekvens.

Processorn arbetar med en matningsspänning mellan 3,0 volt - 3,6 volt [6].

2.8 Kristalloscillatorer

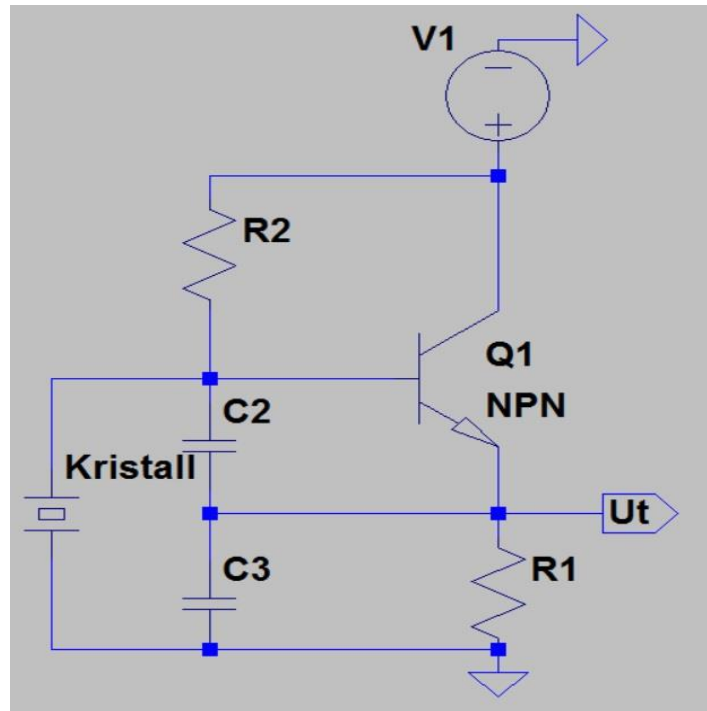
Kristalloscillatorer används i många utrustningar såsom datorer, mikroprocessorer, sändare och många elektroniska instrument för att ge en stabil frekvens till en låg kostnad.

En krets kommer att svänga om den har positiv återkoppling med en förstärkning över 1.

En kvartskristall strävar alltid efter att oscillera vid sin grundfrekvens. För att oscillera vid en överton måste kristallen därmed tvingas därtill.

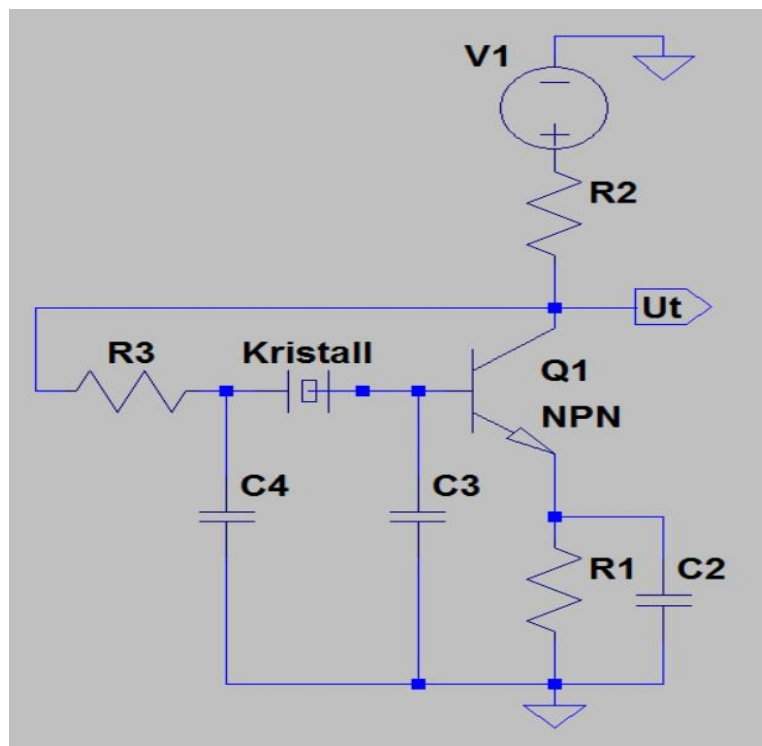
Kristalloscillatorer kan oftast ge en fyrkantsvåg eller en sinusvåg. Det finns olika typer av kristalloscillatorkretsar. Härmed kommer vi att diskutera två av dessa typer:

Colpittsoscillator: är en parallellresonanskrets som i sin grundläggande schematiska form visas i figur 2. Kretsen är mycket enkelt rent konstruktionsmässigt men ur ett analytiskt perspektiv mer komplex. Colpittsoscillatoren har någorlunda frekvensstabilitet.



Figur 2: Colpittsoscillator – kretschem [7]

Pierceoscillator: är en serieresonanskrets och dess schema visas i figur 3. Den kommer att fungera på frekvenser mellan 1KHz och 200MHz. Den har mycket bra kortsiktig stabilitet eftersom kristallens käll- och lastimpedans är mestadels kapacitiv snarare än resistiv vilket ger den ett högt Q-värde [8].



Figur 3: Pierceoscillator

2.9 Spänningsregulator

En spänningsregulator är en elektronisk anordning som, från en, inom vissa ramar, varierande inspänning, kan leverera en relativt konstant utspänning. Dess syfte är att skydda övriga enheter som är anslutna till den och försörja dem med en stabil elektrisk spänning. Det finns två typer av regulatorer, linjära och switchade. Vilken man använder har att göra med hur mycket ström man ska dra genom den. En linjär regulator är som en snabb självreglerande spänningsdelning. D.v.s. den "eldar" upp all övrig spänning och drar därför mycket effekt vid höga uttag. En switchad spänningsregulator reglerar spänningen genom på/avslag och filtrering och blir därför mycket effektivare. Dock så är de dyrare och ger övertoner vid den frekvens som används för att växla mellan av och på [9].

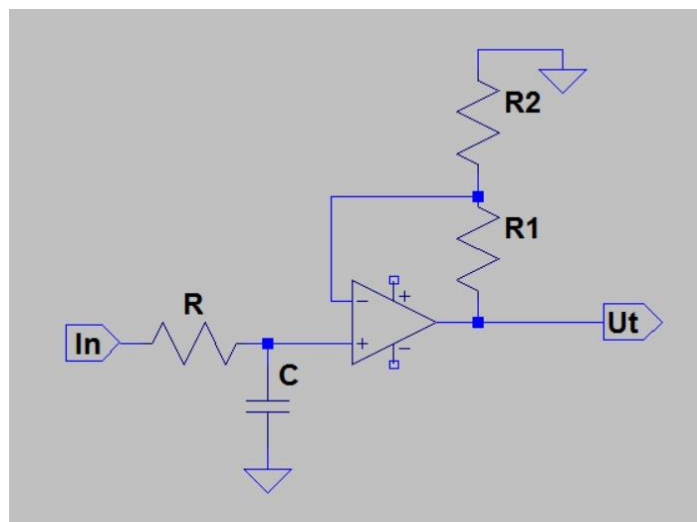
2.10 Lågpasfilter

Ett lågpasfilter är ett filter som släpper igenom lågfrekventa signaler medan det dämpar signaler med frekvenser som överstiger gränshänsen. Lågpasfilter finns i flera olika utföranden, både aktiva och passiva. Figur 4 och 5 avbildar ett enpoligt respektive tvåpoligt aktivt lågpasfilter. Figur 6 visar ett enkelt passivt lågpasfilter. Allmänt gäller att ett lågpasfilters gränshäns kan räknas ut så som visas i formel 4 [10].

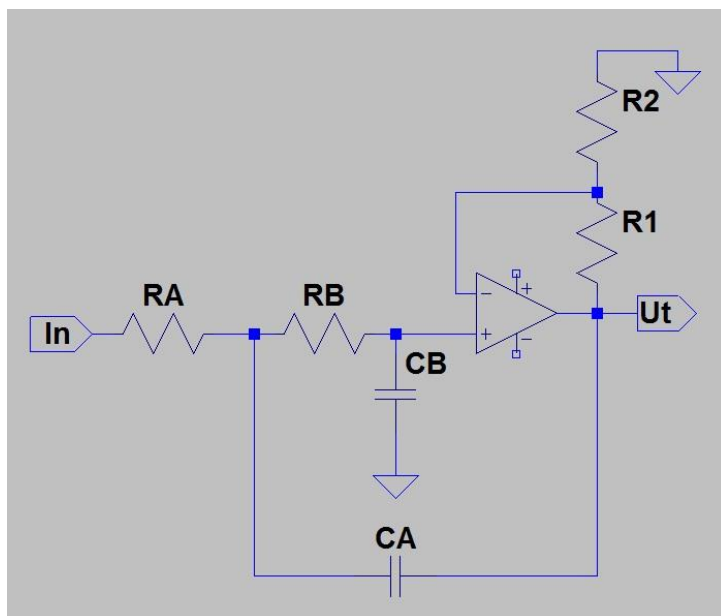
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4)$$

Nedanstående ekvationer kan användas för att beräkna ett tvåpoligt lågpasfilter:

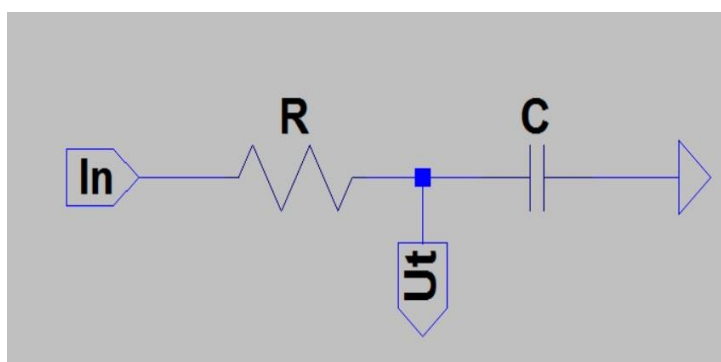
$$\left. \begin{aligned} R &= R_A = R_B \\ C &= C_A = C_B \\ \frac{R_1}{R_2} &= 0,586 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$



Figur 4: Enpoligt aktivt lågpasfilter - kretschemat



Figur 5: Tvåpoligt aktivt lågpasfilter - kretsschema



Figur 6: Passivt enpoligt lågpasfilter – kretsschema

2.11 Bandpassfilter

Ett bandpassfilter är ett filter som låter frekvenser inom ett visst intervall passera medan det dämpar frekvenser utanför det intervallet. Det bandpassfilter som förekommer i detta arbete är kallat för multipelt återkopplat bandpassfilter (Engelska: "Multiple-feedback band-pass filter") och visas i figur 7 nedan [10]. Nedanstående ekvationer kan användas för att beräkna ett sådant bandpassfilter:

$$R_1 = \frac{Q}{(G \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C)} \quad (6)$$

$$R_2 = \frac{Q}{((2 \cdot Q^2 - G) \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C)} \quad (7)$$

$$R_3 = \frac{Q}{(\pi \cdot f \cdot C)} \quad (8)$$

$$G = \frac{1}{\left(\frac{R_1}{R_3}\right) \cdot 2} \quad (9)$$

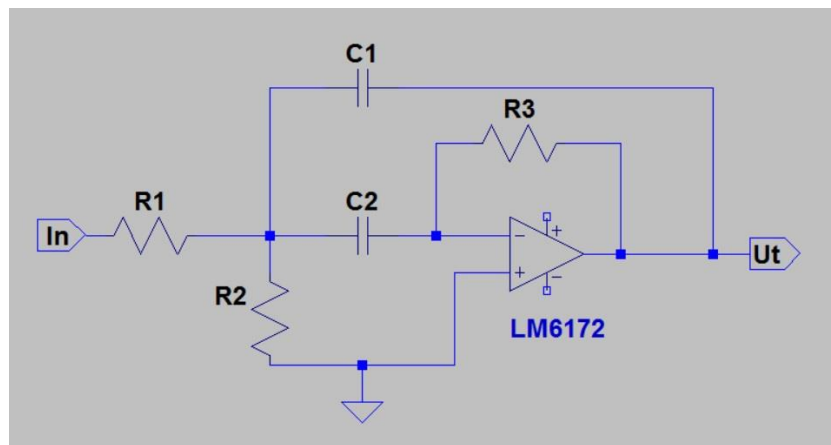
$$f = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C}\right) \cdot \sqrt{\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3}\right)} \quad (10)$$

Där

Q = Q-värdet

G = Förstärkningsfaktorn

f = Centerfrekvensen



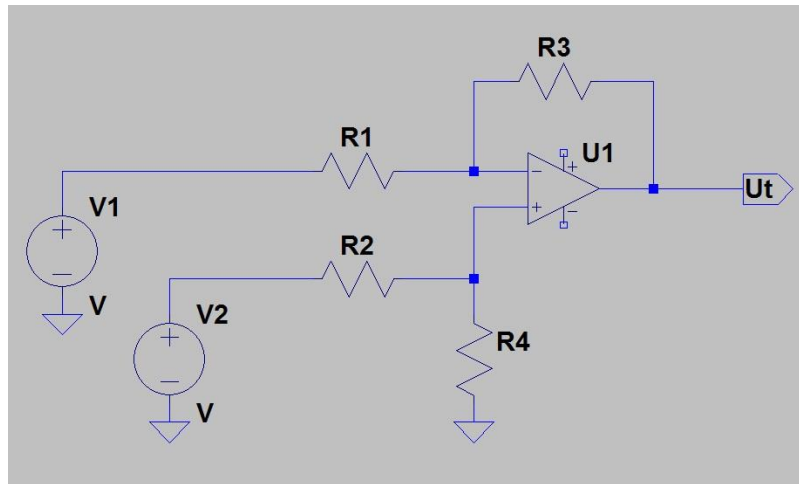
Figur 7: Bandpassfilter – krettschema

2.12 Differentialförstärkare

En operationsförstärkare kopplad så att den ger en utspänning proportionell mot differensen av de två inspänningarna kallas för differentialförstärkare. En differentialförstärkare som realiseras enligt figur 8 ger en utspänning enligt formel 11 och 12 [11].

$$V_{out} = -V_1 \left(\frac{R_3}{R_1}\right) + V_2 \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4}\right) \left(\frac{R_1 + R_3}{R_1}\right) \quad (11)$$

$$\text{Om } R_1 = R_2 \text{ och } R_3 = R_4 \text{ blir då } V_{out} = \frac{R_3}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (12)$$



Figur 8: Differentialförstärkare - krettschema

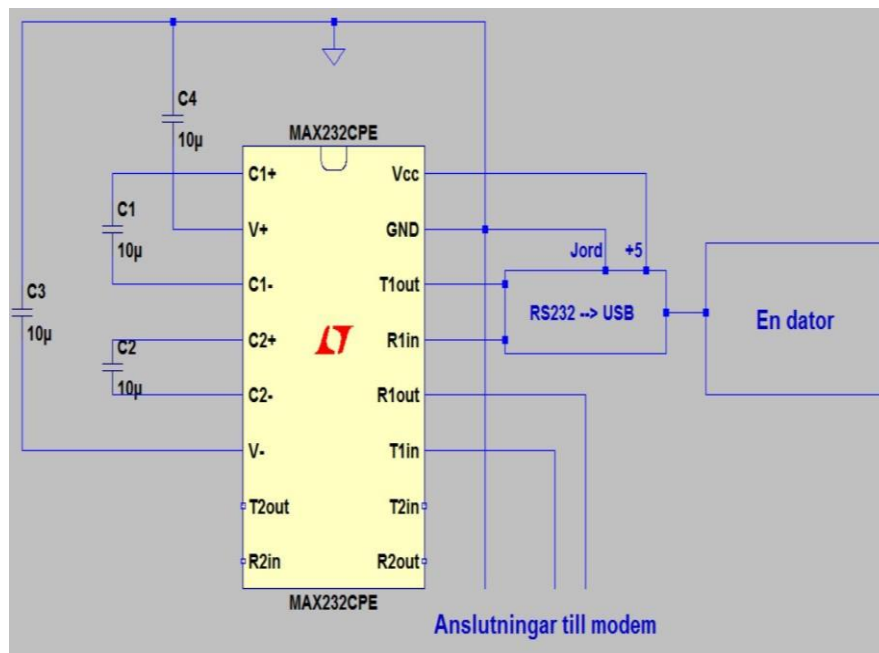
2.13 ESD

En kraftig elektrisk urladdning som hänt plötsligt mellan två objekt som har skillnad i spänningspotential kallas för ESD. Termen används vanligtvis för att beskriva starka och oönskade strömmar vilka kan orsaka skador på elektronik [12].

3. Konstruktion

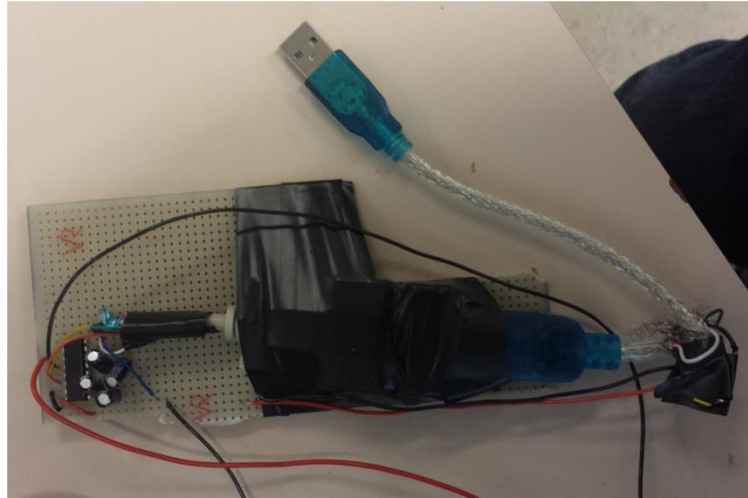
3.1 PC gränssnitt

Kommunikation mellan vårt modem och en persondator möjliggjordes med ett traditionellt seriellt RS232 gränssnitt som byggdes ihop med en USB till RS232 omvandlare för enkel anslutning till moderna datorer utan inbyggd RS232-port. RS232-gränssnittet specificerar signalnivåer under -3 volt för logisk etta och över 3 volt för en logisk nolla [13]. Detta skiljer sig mot de signalnivåer (0v och 3v för noll och ett respektive) som används av PIC-processorn. För omvandling mellan signalnivåerna användes den välkända kretsen MAX232CPE vilken spänningsmättades med +5 volt från USB-kabeln tillhörande USB/RS232 omvandlaren. Kretsschemat visas i figur 9.



Figur 9: PC gränssnitt - kretsschema

Allting monterades och löddes fast på ett labbkort och bekläddes med eltejp till en enhetlig och någorlunda lätthanterlig och förhållandevis estetisk tilltalande modul vilket visas i figur 10.



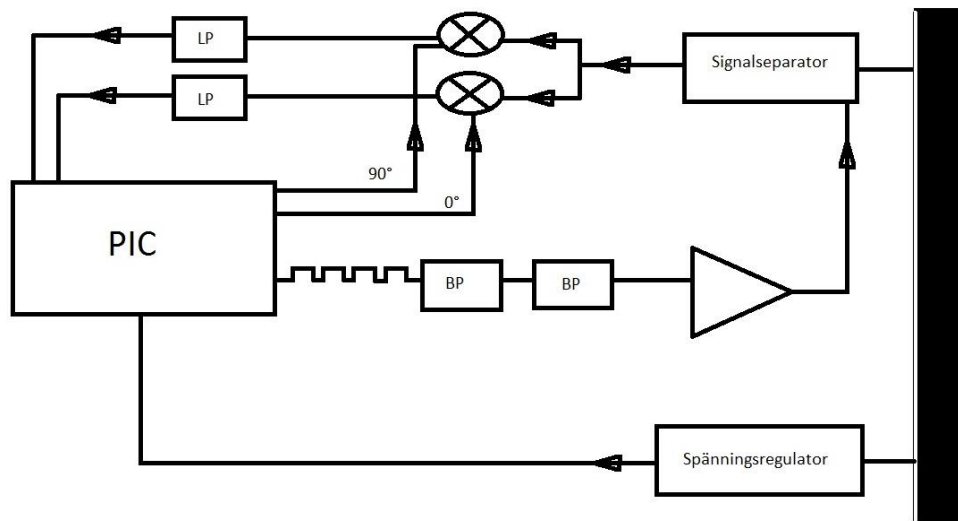
Figur 10: PC gränssnitt

3.2 Modemets teoretiska modell

Blockschemat för den principiella konstruktionen som agerat utgångspunkt för vidare praktisk implementation visas i figur 11 nedan. Det föreställer ett M-PSK modem där antalet faskonstellationer (M) kan varieras genom mikroprocessorns mjukvara. Sändarfrekvens och mottagarfrekvens styrs individuellt genom att mjukvarumässigt konfigurera de från mikroprocessorn genererade frekvenserna.

Gränssnittet emot matningskabeln består av en signalseparator, vilken enbart släpper igenom frekvenser av intresse och utesluter likspänning, samt en spänningsregulator vilken genererar de nödvändiga spänningar som skall driva konstruktionen.

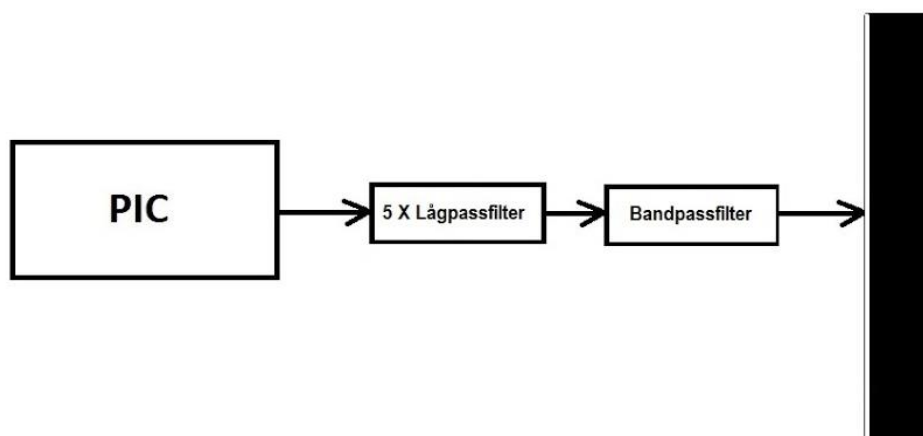
Principiellt kan konstruktionen delas in i och förklaras som en sändar- och mottagardel. Sändardelen, vars uppgift är att generera en sinusformad våg vid en viss frekvens och med en viss fas, utgår från en fyrkantsvåg som genereras och fasvrids via mikroprocessorn. Fyrkantsvågen passerar sedan genom ett antal filter för att avlägsna dess övertoner varefter den förstärks innan den via signalseparatorn leds ut på kraftledningen. Mottagardelen verkar enligt principen homodynaskodning där signalen direkt efter signalseparatorn avkodas genom att blandas med en digitalt genererad bärfrekvens, filtreras och samplas digitalt varefter vidare signalbehandling sker i processorns mjukvara. Sändardelen tänks fungera genom att digitalt generera och fasvrida en fyrkantsvåg som sedan passerar genom ett tillräckligt antal bandpassfilter för att uppnå tillräcklig dämpning av fyrkantsvågens övertoner.



Figur 11: Modem - blockschema

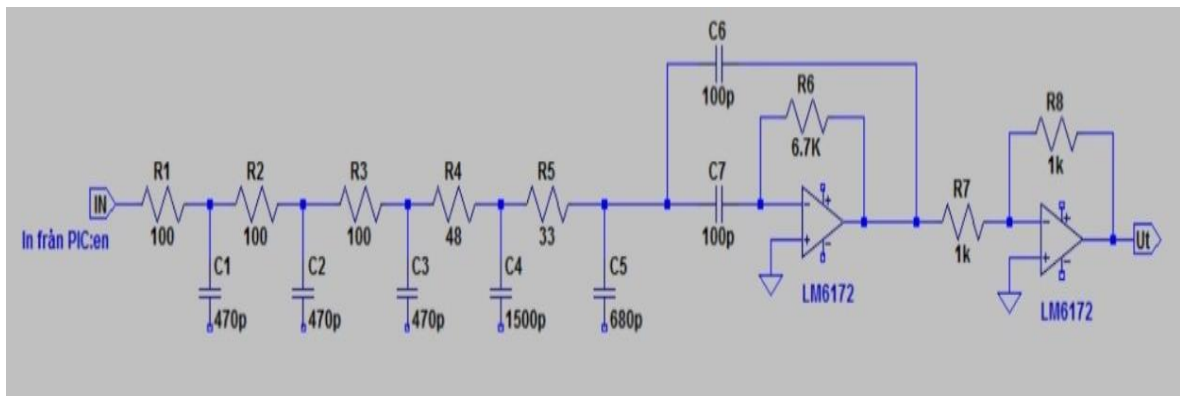
3.3 Realiserad sändarenhet

Blockschemat för en, på kopplingsdäck, realiserad sändarenhet visas i figur 12. Den bygger på den teoretiska modellen men enbart sändarfunktionalitet finns med. Dessutom har den ingen signalseparator eller utgångsförstärkare vilket gör att den endast lämpar sig för test i labbmiljö. Sändning av data sker genom att mjukvaran konfigurerar mikroprocessorns PWM-enhet till att generera en 1,25 MHz fyrkantsvåg vilken förvandlas till en sinusvåg efter lågpasfiltert och bandpassfiltert, vilka valdes intuitivt tills oscilloskopbilderna av utsignalen gav en tillräckligt ren sinusform med en amplitud omkring 2 Vpp. Modulering av fasen sker genom att vid givna intervall konfigurera om registren som styr fyrkantsvågens fas.



Figur 12: Sändarenhet - blockschema

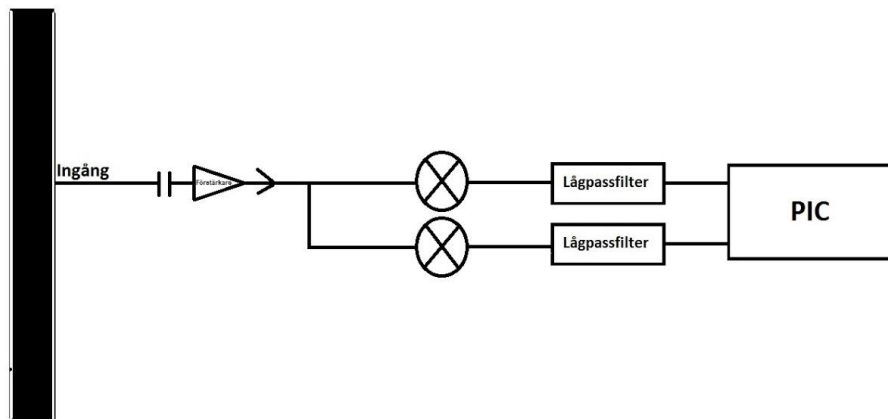
Kretsschemat visas i figur 13



Figur 13: Sändarenhet - kretsschema

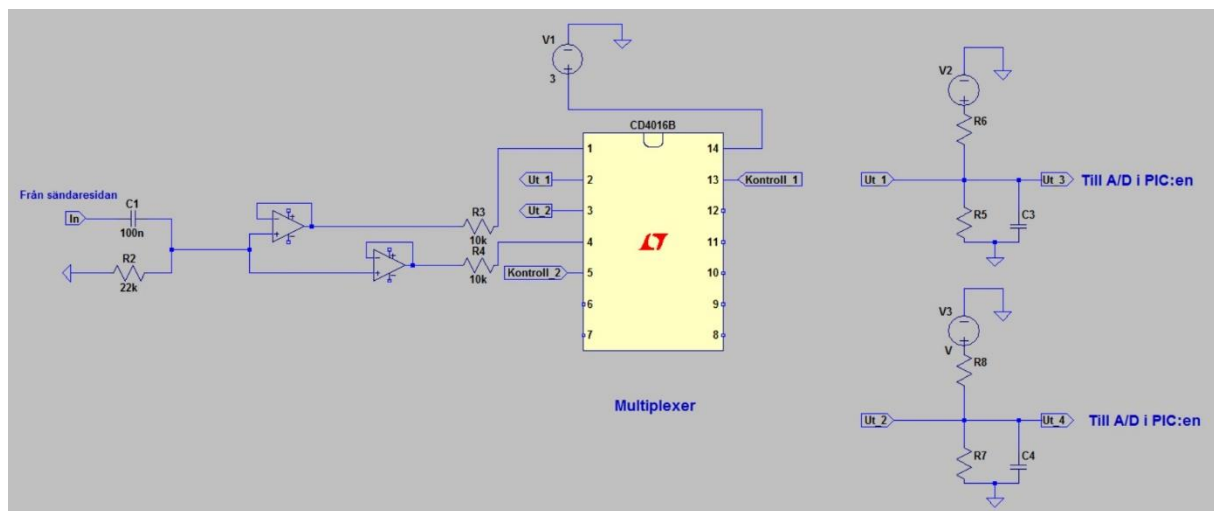
3.4 Realiserad mottagarenhet

Den på kopplingsdäck realiserade mottagaren är likt den realiserade sändaren konstruerad som en avskalad version av den teoretiska modellen där endast mottagarfunktionalitet har implementerats. Den fungerar genom att signalen kvadraturavkodas genom att i två frekvensblandare blandas med två fasskilda fyrkantsvågor till två spänningar som vardera samplas av processorns A/D omvandlare efter att ha filterats genom lågpasfilter. Blockschemat för den övergripande funktionaliteten visas i figur 14.



Figur 14: Mottagare blockschema

Kretsschemat visas i figur 15



Figur 15: Mottagare kretsschema

Signalen leds genom en 100 nF kondensator som agerar signalseparator varefter signalen delas till två spänningsföljare, kopplad med kretsen LM6172, vilket motverkar att amplituden påverkas av den ström som resterande krets kräver. Efter spänningsföljarna leds signalerna genom varsin blandare, realiserad genom den bilaterala switchen CD4016 vilken kontinuerligt växlar mellan av och på, styrda av två fyrkantsvågor från mikroprocessorns PWM-enhet. Blandaren växlar således mellan att multiplicera med 1 och 0, således struntar den i halva signalen. Efter blandaren lågpasfilteras signalen via enkla passiva RC-filer och dess spänning anpassas till att ligga inom området 0 volt - 3,3 volt genom att kopplas till en spänningsdelad biaspunkt. Därefter samplas och bearbetas signalen digitalt.

3.5 Överföringsprotokoll

Sändare och mottagare arbetar asynkront. En datasekvens inleds med 10 symboler i fasen 0 grader avsedda för synkronisering av fas mellan sändare och mottagare. Därefter följer en symbol med fasen 180 grader efterföljd av ännu en symbol i 0 grader avsedda att indikera början på meddelandet och agera punkt för synkronisering av samplingen.

3.6 Övergripande mjukvaruspecifikation

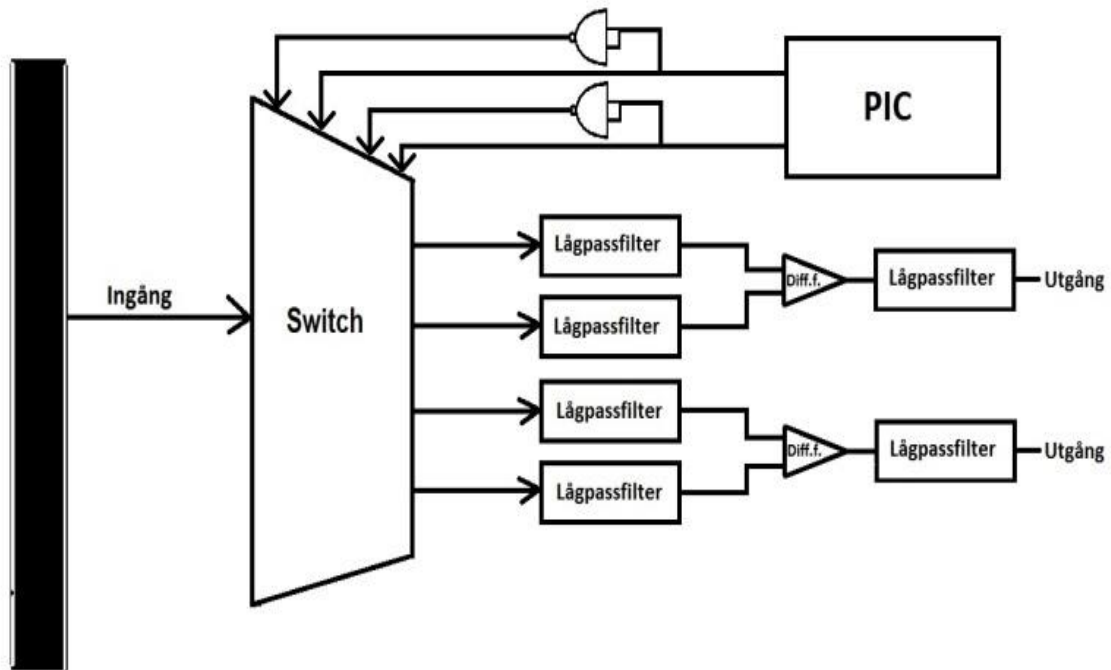
Mjukvaran kan sägas innehålla de tre grundfunktionerna RS232 gränssnitt, sändning och modulering samt mottagning och avkodning av data. RS232 gränssnittet innehåller ett flertal funktioner för att mata ut strängar, heltal och bitsekvenser via processorns inbyggda UART enhet. Den innehåller också en funktion för att hantera inkommande data vilken anropas genom ett avbrott när en byte har inkommit via det seriella gränssnittet. Sändning av data innefattar

konfigurering av en av processorns PWM enheter samt konfigurering av en timer för att vid givna intervall generera avbrott vilka ändrar PWM enhetens styrregister vilket byter fas på den generade fyrkantsvågen genom att specificera för vilka timervärden som utsignalen skall sättas hög respektive låg. Allt i enlighet med den data som ska sändas. Mottagning innefattar konfigurering av två övriga PWM enheter till att generera två 90 graders sinsemellan fasvridna fyrkantsvågor som vardera blandas med den mottagna signalen i de kvadraturavkodande frekvensblandarna. A/D omvandlarna konfigureras tillsammans med en DMA enhet som fyller en buffert med 256 samplings (128 från vardera A/D ingång) varefter en funktion, processAdcSamples anropas för att bearbeta datan i bufferten samtidigt som DMA enheten fyller en ny buffert med data från A/D ingångarna. Detta kallas för att DMA enheten arbetar i "ping-pong mode". Bearbetning av den samplade analoga datan fungerar genom att först via förbestämda offset-värden formatera om datan från de två analoga ingångarna så att den befinner sig inom intervallet 0-63. Därefter kan omvandling till fas och amplitud ske via två stycken tvådimensionella matriser i storleken 64x64. Dessa tabeller lagras i processorns EPROM. Den sekvens som tar emot data fungerar genom att programmet går igenom datan i jakt på ett amplitudvärde som övergår ett fördefinierat gränsvärde. Därefter tas genomsnittet på fas och amplitud hos de nästkommande samplingsarna som motsvarar ett tidsförlopp av 4 bitar. Ifall det genomsnittliga amplitudvärdet fortfarande är över gränsvärdet tas det genomsnittliga fasvärdet och lagras som referens för fasen för symbolen 0. Därefter fortsätter programmet att gå igenom datan i jakt på ett fasvärde så långt från symbolen 0 som möjligt. Denna position fungerar som bitsynkronisering och utifrån denna position bestäms de positioner där meddelandedatan skall avläsas.

3.7 Switchad kvadraturavkodare

En fristående switchad dubbel frekvensblandare, eller möjlig kvadraturavkodare, realiserades på labbkort. Den är tänkt att utifrån två fyrkantsvågor kunna frekvensblanda två signaler. Dess blockschema visas i figur 16 där det även framgår att den är tänkt att kontrolleras via två fyrkantsvågor från en mikroprocessor. Till skillnad mot den enklare varianten som används i mottagarenheten, vilken periodiskt växlar mellan att multiplicera signalen med 0 och 1, multiplicerar denna blandare signalen växelvis med 1 och -1. Den växlar således mellan att släppa igenom signalen och dess invers och nyttjar således hela vågen istället för bara halva. Två blandare realiserades genom de fyra switcharna i kretsen CD0416B. Varje blandare består således av två switchar där den ena switchen kontrolleras av fyrkantsvågens logiska invers (så att 3,3 volt blir 0 volt och tvärt om). För att invertera styrsignalerna används kretsen 74HC00N vilken är en NAND grind. För att uppnå inverterande verkan har de båda ingångarna parallellkopplats. Valet av en NAND-grind som inverterare berodde enbart på att den för tillfället var tillgänglig. Efter de två omvänt switchande switcharna lågpasfilteras signalerna varefter en differentialförstärkare ger en spänning proportionell mot deras differens. Denna differens lågpasfilteras än en gång. Den till synes redundanta användningen av lågpasfilter både före och efter differentialförstärkaren motiveras genom behovet av flera lågpasfilter i kaskadkoppling för att uppnå god dämpning utanför gränsfrekvensen tillsammans med behovet

att lågpasfiltrera innan differentialförstärkaren för att minska risken för överstyrning av differentialförstärkaren. Lågpasfiltren innan differentialförstärkaren är av enkel RC typ vilket tillräckligt dämpar de frekvenser på 1,25 MHz och medföljande övertoner som kommer från multiplikation med en fyrkantsvåg medan lågpasfiltret efter differentialförstärkaren är av tvåpolig aktiv typ avsett att begränsa bandbredden hos utsignalen.

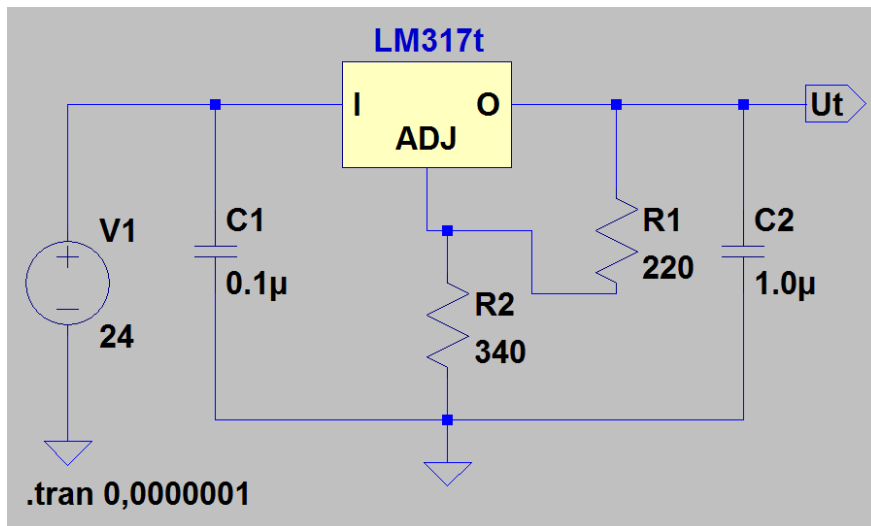


Figur 16: Frekvensblandare/kvadraturavkodare blockschema

3.8 Spänningsregulator

En spänningsregulator av modell LM317t kopplades upp tillsammans med externa komponenter enligt schemat i figur 17, Kravet var att den skulle omvandla en inspänning som varierar mellan 12-30 V, till 3-3,6 V. Värdet på resistorerna räknades ut enligt formel 8 [14].

$$V_{out} = 1,25 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (8)$$



Figur 17: Spänningsregulator kretsschema

4. Resultat

4.1 Relativ fasdrift

Sändarmodulen programmerades till att sända en omodulerad signal på 2,5 MHz. Denna signal kopplades vidare som insignal till mottagarmodulen vilken programmerades till att generera en 2,5 MHz fyrkantstvåg till blandarna. Ett oscilloskop kopplades in efter lågpasfiltret efter en av blandarna på den mottagande modulen och skillnaden i frekvens uppmättes till ca 2Hz.

4.2 Dataöverföring med BPSK i 104 166 baud

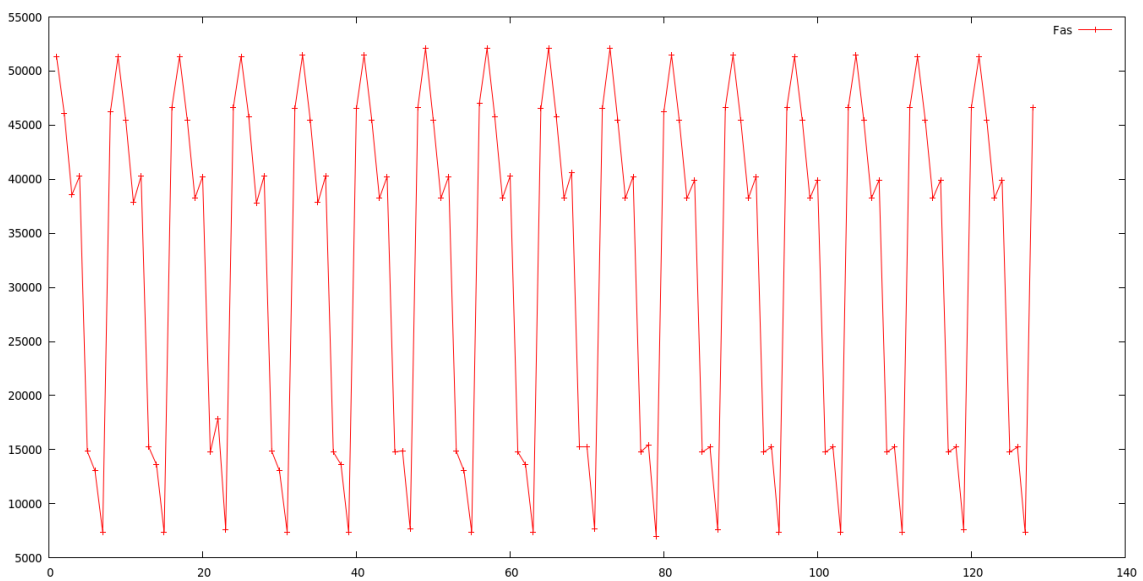
Sändarenhet och mottagarenhet programmerades till att arbeta med bärvågsfrekvensen 1,25 MHz. Sändarenheten programmerades till att vid intervall, avskilda av 1,65 sekunder, sända bitsekvensen "111000111000111000111000111000111000" med moduleringen BPSK i hastigheten 104166 baud, vilket motsvarar samma bithastighet. Denna hastighet motsvarar exakt 4 samples av de två analoga ingångarna per bit på mottagarsidan. Mottagarsidan programmerades till att vid detekterad startsekvens börja avkoda 100 bitar och sedan skriva ut dem via det seriella gränssnittet, vilket är mer än de 36 bitar som sändes, och sedan skicka den mottagna bitsekvensen till en dator i form av en sträng av nollor och ettor. De mottagna sekvenserna överrenstämde med den avsända i ungefär hälften av fallen. I två fall överrenstämde sekvensen men mottagningen började vid fel tidpunkt. De mottagna sekvenserna visas som referens i bilaga A.

4.3 Dataöverföring med QPSK i 208 322 baud (416 644 bps)

Sändarenheten och mottagarenheten programmerades som i test 4.2 men nyttjar istället 4 olika faslägen och sänder i hastigheten 208 322 baud, vilket motsvarar exakt 2 samples per bit. De olika faslägena benämns 0,1,2,3 (vilket kan tänkas motsvara bitmönstren 00, 01, 10, 11). Som i test 4.2 väntar mottagaren på en giltig startsekvens och börjar sedan avkoda 100 symboler varefter de skrevs ut via UART-anslutningen i form av en sekvens av tecknen 0,1,2,3. Sändaren programmerades att en gång per 1,65 sekunder sända symbolsekvensen "0001112223331110002220303030303012121212121212". De mottagna sekvenserna överensstämde med den avsända i 3 fall av 11. I övriga fall påminde den mottagna sekvensen om den avsända på så sätt att vissa symboler hade feltolkats och periodvis hade en symbol feltolkats som en annan. De mottagna sekvenserna visas som referens i bilaga B.

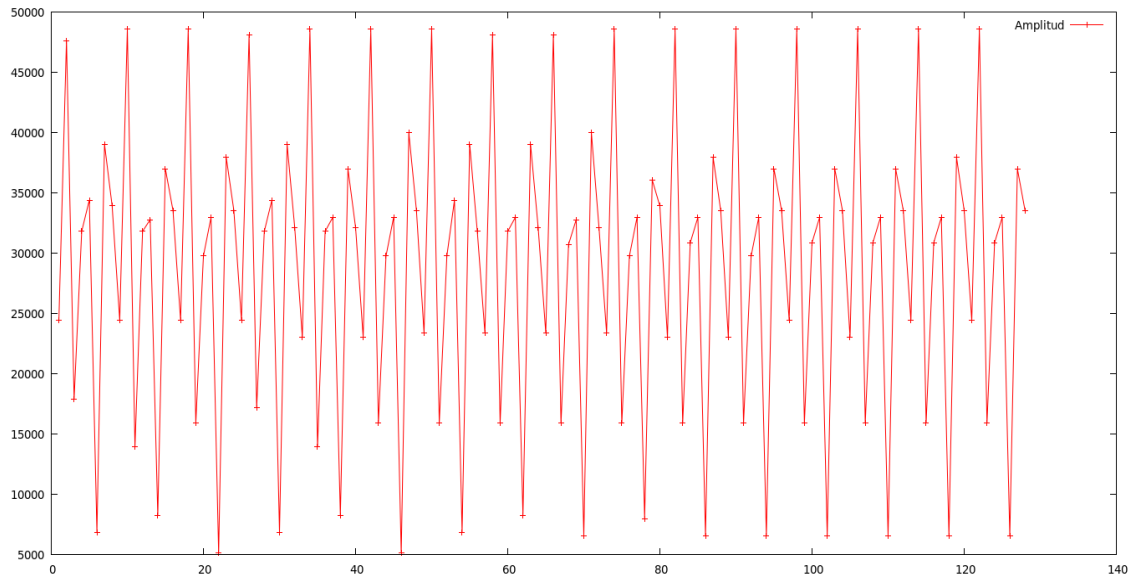
4.4 Råa fas- och amplitudvärden

Sändaren programmerades till att kontinuerligt växla mellan faserna 270, 180, 90 och 0 grader i 208 kbaud med bärfrekvensen 1,25 MHz. Figur 18 visar i diagramform 128 i följd mottagna och avkodade fasvärden där samplingen av den inkommande analoga signalen har skett i den dubbla symbolhastigheten, 416 kHz. Fas anges som ett heltal mellan 0 och 65535 vilket motsvarar en vinkel mellan 0 och 360 grader. Det förväntade utseendet hos grafen var perioder av 8 värden i följd, med fallande magnitud och med jämnt avstånd, varefter en ny period börjar om från det högsta värdet. Det var utifrån ett sådant antagande av funktionen hos fasdetektionen som programmet designades. De uppmätta värdena avviker till viss del från de förväntade.



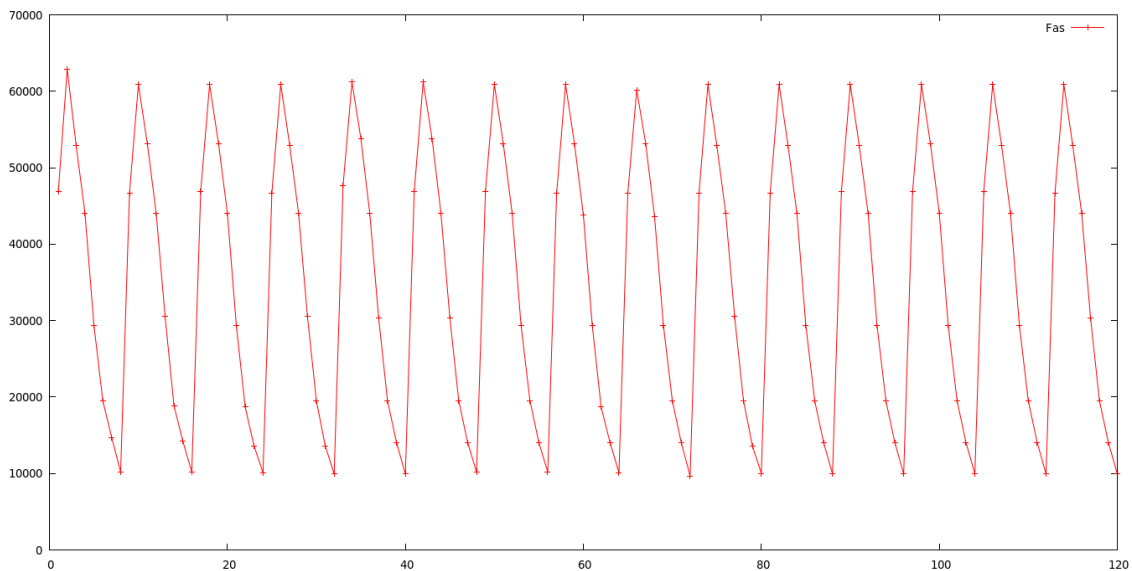
Figur 18: Mottagna fasvärden

Motsvarande visar figur 19 de 128 samplade och avkodade amplitudvärdena. Amplituden hade förväntats vara konstant då amplituden hos sändaren ej varierats.

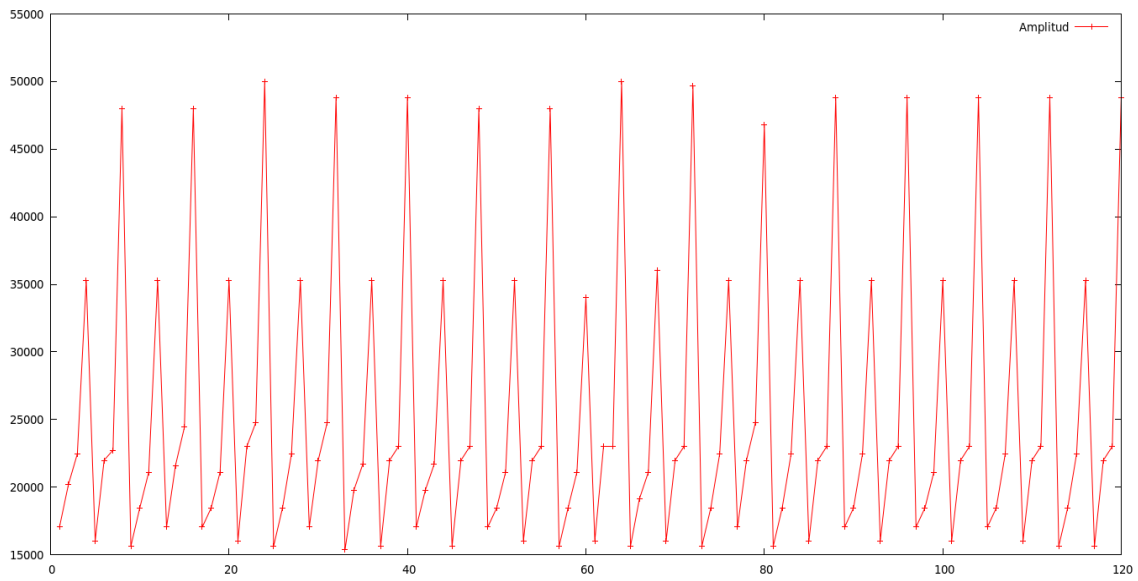


Figur 19: Mottagna amplitudvärden

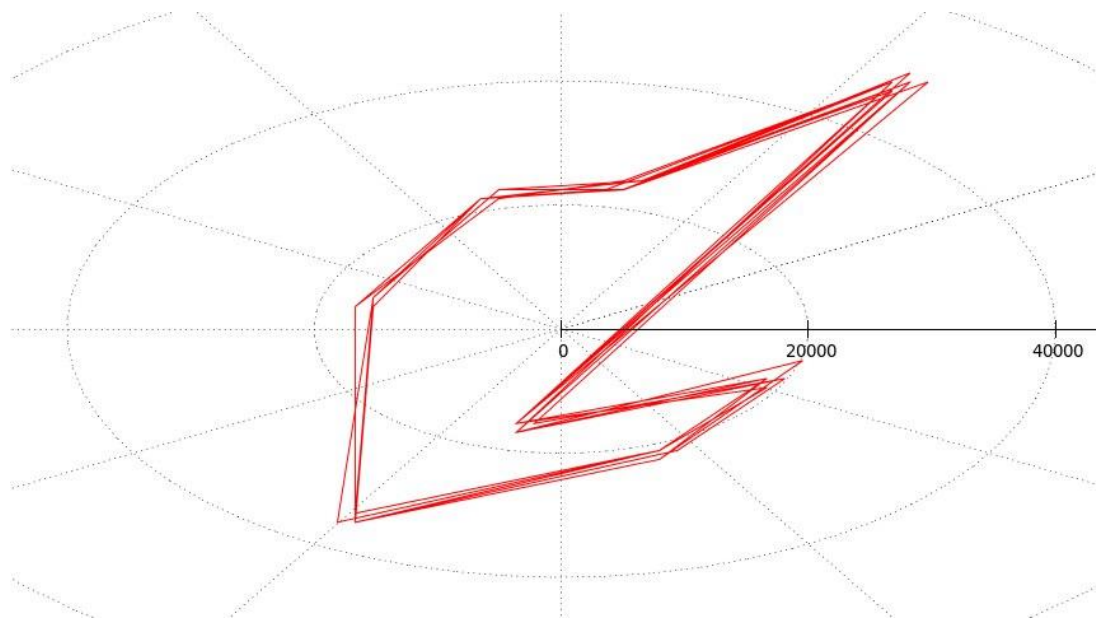
Samma försök upprepades vid ett senare tillfälle och diagram för fas- och amplitudvärden visas i figur 20 och 21 respektive samt kombinerade i polär form i figur 22. Här ses ett annat utseende hos kurvorna som inte heller överensstämmer med det förväntade. Det polära diagrammet över fas- och amplitudvärdena i detta senare försök ses även tydligt avvika från den förväntade cirkelformen.



Figur 20: Mottagna faszvärden



Figur 21: Mottagna amplitudvärden



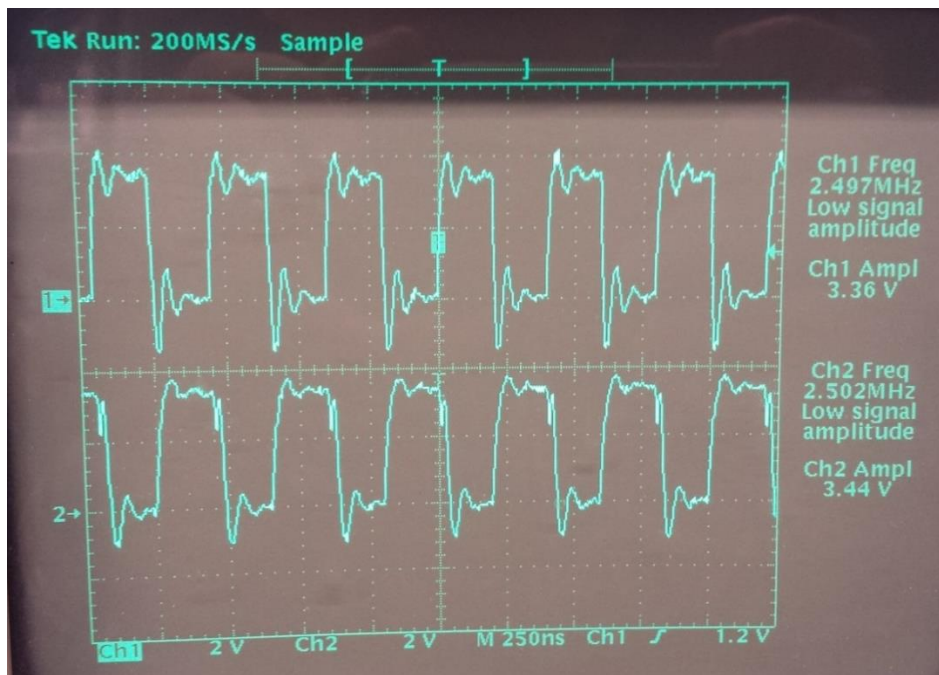
Figur 22: Mottagna fas- och amplitudvärden i polär form.

4.5 Spänningsregulatorn

Den uppkopplade regulatorn ger en stabil utspänning på 3,22 V vid variationer på inspänningen från 5 V - 40 V. Designen uppfyller således med god marginal kravet på att leverera en spänning mellan 3,0 V - 3,6 V.

4.6 Inverterare

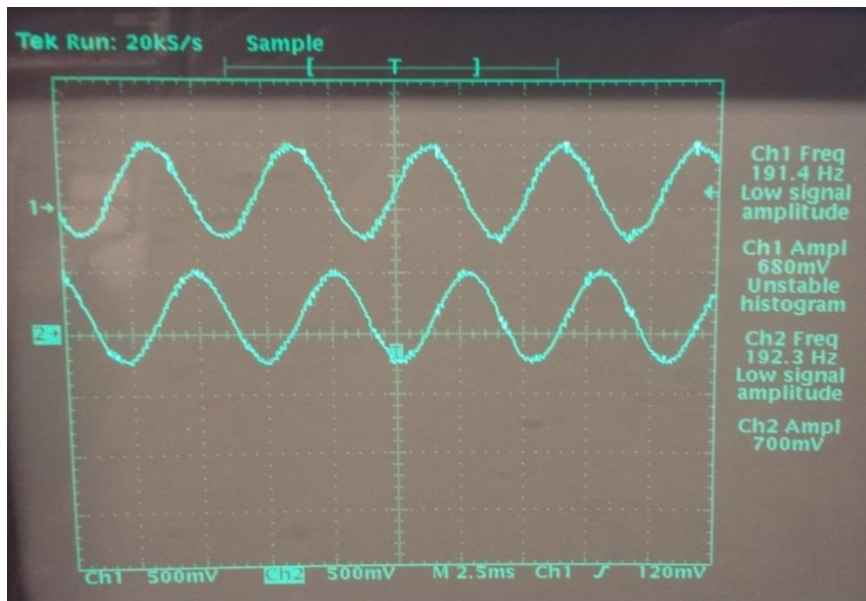
NAND-grinden 74HC00N kopplades som inverterare och matades med 2,5 MHz “fyrkantsvåg” genererad från PWM-enheten hos mikroprocessorn dsPIC33FJ64GP802. I figur 23 visas en oscilloskopbild där den övre signalen avbildar ingångarna till NAND-grinden och den undre visar utsignalen.



Figur 23: PWM signal, före och efter invertering

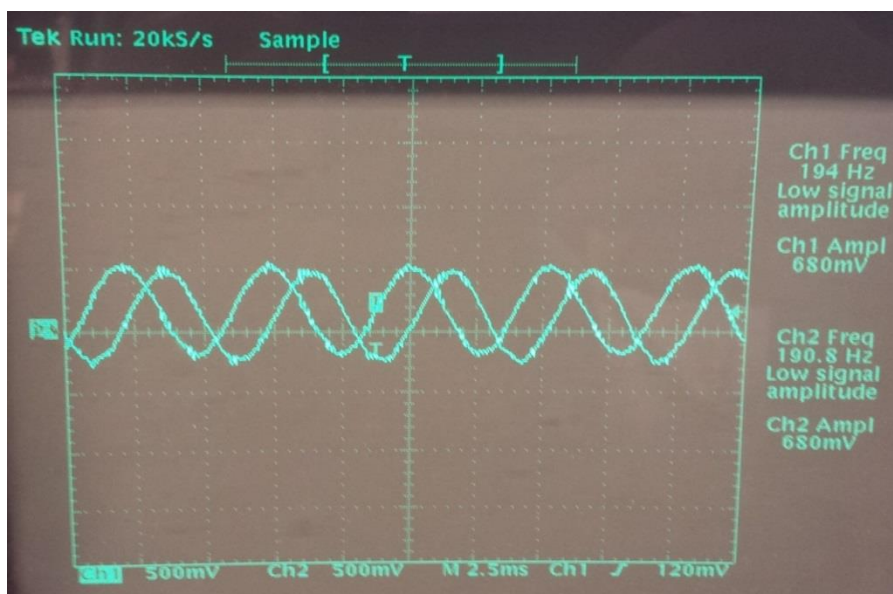
4.7 Fristående frekvensblandare

Den fristående frekvensblandaren kopplades in mot två, från från mikroprocessorn dsPIC33FJ64GP802 genererade fyrkantsvågor med frekvensen 2,5 MHz, fasvidna 90 grader sinsemellan. Som ingångssignal anslöts en från en signalgenerator genererad sinussignal på 2 500 200 Hz. De två, i frekvens, nedblandade signalerna kopplades till oscilloskop och resultatet visas i figur 24.



Figur 24: Utmatning från blandare

Figur 25 nedan visar de två utsignalerna då de lagts över varandra.



Figur 25: Utmatning från blandare, överlappande

Frekvensselektionen hos den fristående kvadraturavkodaren studerades genom ställa in signalgeneratort på olika frekvenser och avläsa amplituden hos utsignalen vilket visas i tabell 2 nedan.

Frekvens (MHz)	Amplituden (mV)
2,5	800
2,45	700
2,4	500
2,35	350
2,3	250
2,25	Ostabil

Tabell 2: Frekvensen relaterad till amplituden vid utgången

5. Diskussion

5.1 Ursprunglig planering

Det arbete som utförts skiljer sig markant från den ursprungliga planering vi hade för detta examensarbete. Vår ursprungliga idé, att konstruera en QPSK-sändare utifrån en oscillator som genererade 4 faser, gavs upp efter tre veckor av tappra försök att konstruera en sådan oscillator. Vid denna tid hade vi bekantat oss såpass med processorn dsPIC33FJ64GP802 att vi kunde använda den till att direkt generera och fasvrída en fyrkantsvåg vilket dessutom gav möjlighet till mjukvarukonfigurerad bärvågsfrekvens och antal faskonstellationer. Därför övergav vi vidare försök till oscillatorkonstruktion.

Ursprungligen tänkte vi skapa en mottagare baserad på fasdetektorerna i PLL-kretsen CD4046BE. Under arbetets gång gjordes dock mycket efterforskningar om bland annat frekvensblandare och fasdetektorer och möjligheten att realisera en fasdetektor genom att styra en switch med en fyrkantsvåg infann sig. Detta i kombination med insikten att de tillgängliga fasdetektorerna hos PLL-kretsen CD4046BE ej fungerar med frekvenser över 1,2 MHz fick oss att övergå till designen baserad på kvadraturavkodning. En mottagare baserad på kvadraturavkodning kunde dessutom realiseras som en homodyn-mottagare vilket tog bort behovet av ett specifikt blandarsteg för att möjliggöra inställbara kanaler, vilket vi inledningsvis hade planerat för.

Överlag kan sägas att vi med råge underskattat den tid som skulle krävas för design och konstruktion av en fasmodulerande sändare och mottagare vilket hindrade oss från att konstruera modem som faktiskt kunde testas i en verklig lastbil. Inte heller fanns tid eller möjlighet, att som vi hoppats, konstruera en enhet baserad på den digitala modulationsmetoden OFDM, där flera ortogonala bärvågor samtidigt syntetiseras och moduleras digitalt.

Baserat på den tidsbrist som uppstod tillsammans med den bristande tillförlitligheten i överföringen övergavs även den ursprungliga idén om implementering av felkorrigering koder då det ansågs mer gynnsamt att undersöka och försöka förbättra den rådande designen, något som av tidsbrist tyvärr inte heller kunde genomföras fullt ut.

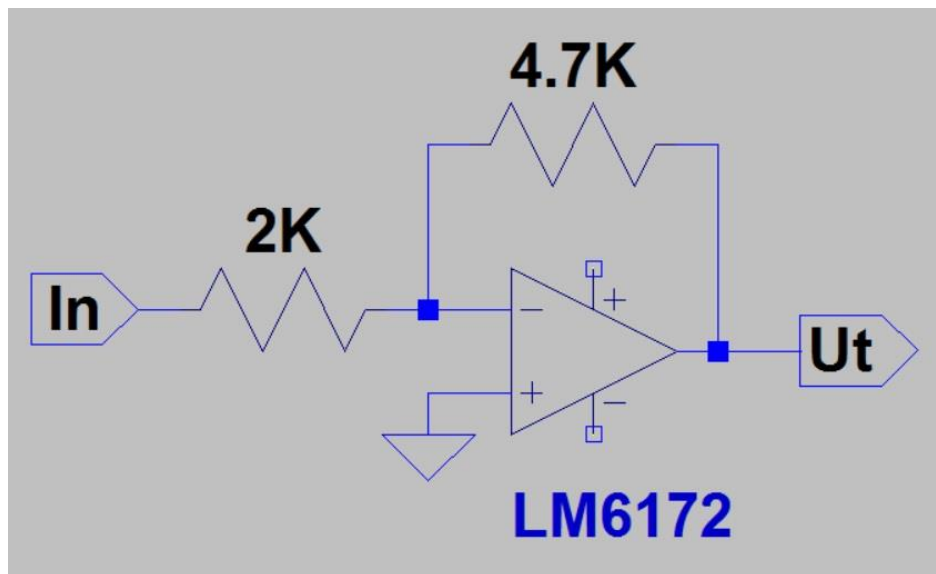
5.2 Oscillatorer

Inledningsvis tänkte vi designa en egen oscillator som kunde generera en frekvens i 4 olika faser samtidigt. Faserna skulle ligga på (0,90,180 och 270 grader). Utan framgång konstruerades ett flertal typer av oscillatorer på kopplingsdäck, däribland fasskiftoscillator, Colpittoscillator och en Gateoscillator men ingen av oscillatorerna fungerade tillfredsställande

då de inte gav en stabil frekvens. Även färdigbyggda oscillatorer testades, dessa gav en stabil frekvens men utsignalen var långt ifrån sinusformad. Vi misstänker att detta kan bero på kopplingsdäcket vilket har en kapacitans som kan inverka på konstruktionen.

5.3 Switchad kvadraturavkodare

Då vardera blandaren i kvadraturavkodaren styrs av två sinsemellan motsatta fyrkantsvågor ville vi invertera den styrande fyrkantsvågen i syfte att enbart behöva generera den ena fyrkantsvågen. Den första idén var att använda en operationsförstärkare för att invertera signalen, enligt figur 26. Det fungerade ej tillfredsställande då den inverterande förstärkaren omvandlar 3,3 V till -3,3 V och 0 V till 0 V. Den eftertraktade funktionen var att invertera 3,3 V till 0 V och 0 V till 3,3 V, det vill säga invertering av de diskreta logiknivåerna och inte invertering av spänningen som sådan jämte jordplanet.



Figur 26: Op-ampen krettschema

5.4 Kvadraturdetektionen

Som visas i resultat 4.3, där sändaren var 4,8 mikrosekund vred fasen med 90 grader, var det förväntade resultatet vid mottagaren fasvärden som var jämnt utspridda med 90 graders fasskillnad mellan ett fasvärde och det andra efterföljande (då samplingsfrekvensen var den dubbla modulationsfrekvensen). Den mottagna amplituden förväntades dessutom vara konstant då ingen amplitudmodulation förekommit. Figur 18 och 20 visar istället en ojämn fördelning av fasvärden. Amplitudvärdena i figur 19 och 21 är dessutom långt ifrån konstanta. Det polära diagrammet i figur 22, vilket är en avbildning av figur 20 och 21 i polär form visar mätvärden vilka ej följer den tänkta cirkulära form som var menad skulle överföras. Dock visas en

periodisk upprepning av samma felaktiga värden vilket utesluter inverkan av störningar. Felet tros istället bero på felkonstruktion hos antingen sändare, mottagare eller båda två. I nedanstående stycken diskuteras två tänkbara orsaker till bristfälligheten i kvadraturdetektionen samt möjliga lösningsförslag.

Det existerar en fasskillnad mellan de tidpunkter då sändaren byter fas på signalen och de tidpunkter då mottagaren avläser signalen. Detta eftersom sändare och mottagare styrs av varsin kristall. Denna fasskillnad mellan signal och diskretiserad signal är ett faktum i all form av digital signalbehandling vilket man inte kommer ifrån utan någon form av synkronisering. Felet vid diskretisering kan minskas genom att höja kvoten mellan samplingsfrekvens och modulationsfrekvens. Detta har dock nackdelen att det sänker den maximala baudhastigheten per given maximal samplingsfrekvens, vilket var ett reellt dilemma i arbetet med A/D omvandlaren tillhörande dsPIC33FJ64GP802, vilken är specificerad till max 1,1 miljoner samplas per sekund. Det bör dock nämnas att den använda A/D omvandlaren ger en 10 bitars precision medan mjukvaran endast arbetar med 6 bitars precision. Ett byte till en A/D omvandlare med högre hastighet och lägre precision vore en möjlighet.

Möjligtvis kan de felaktiga fas- och amplitudvärdena tillskrivas sändaren. I avsnitt 3.6 förklaras hur genereringen av fyrkantsvågen sker genom att ändra värdet i två register som bestämmer vid vilket värde hos timern som utporten skall sättas hög respektive låg. Utporten ändras med andra ord endast då registren överensstämmer med värdet hos timern. Det sker således ingen kontinuerlig kontroll av huruvida värdet hos timern ligger emellan värdet hos de två registren. Således kan den periodiska timern vid byte av värden i kontrollregistren missa ett påslag eller avslag av utporten och signalen hålls oförändrad en hel period. Vi kan med andra ord, med nuvarande programmering och design, ej garantera att exempelvis en fasvridning med +90 grader inte resulterar i en fasvridning på -270 grader eller att en fasvridning på -90 grader ej resulterar i en fasvridning på +270 grader. Den kvadraturavkodare som använts i försöken fungerar genom att multiplicera insignalen växelvis med 0 och 1, till skillnad från den fristående kvadraturavkodaren vilken förklaras i stycke 3.7. Detta gör att en signal som byter fas genom att vara låg en längre tid kommer ge ett lägre mätvärde än den signal som byter fas genom att vara hög en längre tid. Ett byte till en högre bärvågsfrekvens skulle kunna motverka effekterna av detta i och med att den ”skarv” som bildas mellan två faser då blir mindre. Främst av allt skulle ett byte till en högre bärvågsfrekvens bekräfta eller avfärda denna misstänkta problematik hos sändaren. Skulle sändarproblematiken bekräftas kan det möjligtvis åtgärdas mjukvarumässigt genom att korrigera för potentiella ”hopp” över omslagsvärdena, något som dock kräver extra processortid. Ett annat alternativ vore att byta till en processor med fler PWM utgångar och samtidigt generera en signal med ett bestämt antal faser och välja fas med en extern switch. Detta begränsar dock antalet faser till antalet PWM utgångar hos processorn samt inför behovet av en extra extern switch.

5.5 Överföringsfelen

Mjukvaran som avkodar samplade värden från kvadraturdetektorn är konstruerad för en kvadraturdetektor var utsignal är proportionell mot insignalens fas. Då det påvisats att den fasdetektion vi använt inte uppfyller detta krav antas att den bristfälliga överföringen till stor del beror på de, inom tidsramen för 100 bitar, regelbundna felen från fasdetektorn. Detta antagande stöds av resultatet i resultat 4.3 där överföringen ibland gav ett felfritt resultat medans det i andra fall gav konsekventa fel, exempelvis gav testet vid ett tillfälle upphov till en mottagen symbolsekvens 020202020202 när den sända sekvensen var 030303030303. Att felen är konsekventa istället för helt slumpmässiga antyder att de går att korrigera.

5.6 Kanalselektion

Den uppmätta frekvensselektionen hos den fristående fasdetektorn (resultat 4.8) visar att den någorlunda kan dämpa signaler utanför sitt område och bevisar således möjligheten till frekvensselektion och därmed valbara kanaler. För snävare selektion finns möjlighet att komplettera designen med ännu ett lågpasfilter, antingen analogt eller digitalt, beroende på den överföringshastighet och därmed bandbredd som anses önskvärd.

5.7 Implementation i lastbil

- Det designade modemmet är endast implementerat på kopplingsdäck och testkört i en störningsfri labbmiljö medan konstruktionen egentligen är avsedd att användas i en lastbils elnät. För att anpassa konstruktionen till en sådan störningsfylld miljö föreslås följande:
- En ESD bör kopplas in för att skydda konstruktionen mot höga spänningar vilka kan uppstå i lastbilmiljö och som annars skulle riskera att förstöra komponenter i modemmet.
- Nu fungerar designen vid en amplitud på ca 400 mV. Man kan anpassa modemmet så att det också fungerar vid en amplitud på 5 mV, vilket är vad vi kan förvänta oss i en lastbils elnät [9]. Exempelvis genom en förstärkare.
- Man kan öka överföringshastigheten så att den ska kunna nå 1 Mbps.

6. Slutsatser

De praktiska konstruktioner som byggts och testats anses uppfylla målen bristfälligt. Detta beror främst på den bristfälliga kvadraturavkodningen. Möjligheten att vidareutveckla tekniken och korrigera för dess brister verkar dock realistisk då kvadraturavkodning är en beprövad teknik och därmed bevisat möjlig att realisera.

6.1 Miljöaspekter

När man beaktar vårt arbete ur ett miljöperspektiv kan man anta att det skulle spara ca 30 meter kommunikationskabel i en lastbil [15]. Om man tar Volvo som besparingsexempel per år så får vi 3 450 000 meter för året 2011 då ca 115 000 lastbilar producerades [16]. Detta är lika med avståndet mellan Göteborg och Ankara i Turkiet.

När man sparar på så mycket kablar så minskar man användningen av ändliga resurser som finns i naturen samtidigt som man minskar vikten i lastbilarna.

Behovet av arbetskraft som krävs för att montera ner de kablar i lastbilarna kommer att minska, då blir det även mer kostnadseffektivt om man tänker från ett ekonomiskt perspektiv.

En nackdel är att det kommer att krävas mer ström för att försörja modemmet om man jämför med de kablar som kommer att försvinna.

Referenser

- [1] M. Musbah, J. Vallander, J. Martin, A. A. Andreas och T. Svensson, "Powerline Communication," Chalmers Tekniska Högskola (DAT065), 2014.
- [2] J. Dunlop och D. G. Smith, Telecommunications Engineering, 1998.
- [3] W. Hill och P. Horowitz, The Art of Electronics, 1989.
- [4] J. J. Carr, RF Components and Circuits, 2002.
- [5] M. Zou, V. Dvorkin och J. Wong, "Microwaves and Rf," 26 Januari 1998. [Online]. Available: <http://mwrf.com/components/quad-demodulators-arm-direct-conversion-receivers>. [Använd April 2014].
- [6] Microchip Technology Inc., "dsPIC33FJ32GP302," 2007-2012.
- [7] J. M. Robert, Crystal Oscillator Circuits, Malabar, Florida, 1992, p. 26.
- [8] R. J. Matthys, Crystal Oscillator Circuits, Malabar, Florida: Krieger Publishing Company, 1992.
- [9] A. Eriksson, Interviewee, *Handledare*. [Intervju]. 23 April 2014.
- [10] T. L. Floyd, Electronic Devices, 2002.
- [11] B. Molin, Analog Elektronik, Pozkal, 2010.
- [12] H. V. Steven, ESD Basics FROM SEMICONDUCTOR MANUFACTURING TO PRODUCT USE, NJ, USA: WILEY, 2012.
- [13] A. R. Wood, "STANDARD INTERFACES FOR SERIAL DATA," pp. 295-314, 1981.
- [14] Fairchild Semiconductor Corporation, "LM317 3-Terminal Positive Adjustable Regulator," 2002.
- [15] A. Ansari, Interviewee, *Handledare*. [Intervju]. April 2014.
- [16] Volvo, "Volvo trucks," [Online]. Available: http://www.volvotrucks.com/trucks/sweden-market/sv-se/NEWSMEDIA/Quick-facts-about-Volvo-Trucks/Pages/quick_facts_about_volvo_trucks.aspx . [Använd 5 Juni 2014].
- [17] "Eircom," [Online]. Available: http://homepage.eircom.net/~ei9gq/tx_circ.html#Block. [Använd 7 April 2014].

- [18] "Electronic Circuits," [Online]. Available:
<http://www.electroniccircuits.com/electronic-circuits/colpitts-1-to-20-mhz-crystal-oscillator>. [Använd 1 April 2014].
- [19] Fairchild Semiconductor Corporation, "HCMOS Crystal Oscillators," 1998.
- [20] Texas Instruments, "CD4016B CMOS Quad Bilateral Switch," Harris Semiconductor, 2003.
- [21] Philips Semiconductors, "74HCT00N Quad 2-input NAND gate," 2003.

Bilaga C

Kretsschema för den fristående kvadraturkodaren

