



**KTH Elektro-
och systemteknik**

Överföring av information genom induktiv koppling

Teknisk rapport - EN1020 Elektroprojekt II

GRUPP 6

BLOMQVIST, OLLE
MUNHOZ ARFVIDSSON, KAJ
NORMARK FRISK, CURT-HERMAN
SUNDBORG HORN, ALBERT
WILÉN, FILIP

Stockholm 21 juni 2020

School of Electrical Engineering and Computer Science
Kungliga Tekniska Högskolan

Sammanfattning

Denna rapport beskriver ett induktivt kommunikationssystem med resonanskopplade solenoider via On-Off Keying modulering som konstruerats i utbildningssyfte inom kursen EN1020 Elektroteknik II vid Kungliga Tekniska Högskolan. Här presenteras en lösningsdesign, ett teoretiskt belägg och en utförandemetod för den slutgiltiga produkten.

Kommunikationssystemet har som mål att överföra ett textmeddelande med upp till 50 stycken utvalda karaktärer. Överföringen är snabb, ett maximalt meddelande överförs på mindre än 0.5 s, såväl som pålitlig, 98 % av meddelanden överförs korrekt. Systemkonstruktionen är säregen, utformad för enkel användning och är estetiskt tilltalande. Lösningen är även energisnål, 460 mJ/maximalt meddelande.

Rapporten avslutas med en diskussion om systemets utvecklingsmöjligheter. Denna lösning är känslig för större avvikelser i avstånd mellan spolarna. Detta kan lösas med en automatiskt justerbar förstärkare. Med en snabbare mikrokontroller skulle bitfrekvensen kunna ökas. Med en annan moduleringsteknik, alternativt genom en annan överföringsmetod än induktiv koppling, skulle energikonsumtionen minska.

Innehåll

Sammanfattning	i
Innehåll	ii
1 Inledning	1
1.1 Bakgrund	1
1.2 Problembeskrivning	1
1.3 Möjliga lösningar på problemet	1
1.4 Syfte och omfattning	1
1.5 Rapportens struktur	2
2 Lösningsdesign	3
2.1 Signalgenerering	3
2.2 Resonanskretsar	3
2.3 Förstärkare och filter	3
2.4 Likriktare	4
2.5 ADC	4
2.6 Avläsning och presentation	4
2.7 Spole	4
3 Teori	5
3.1 Kopplingsfaktor och induktansberäkningar	5
3.2 Modulering med elektriska komponenter	9
3.2.1 Bärvägsgenerering, On-Off Keying och förstärkning	9
3.2.2 Resonanskretsarna	9
3.2.3 Förstärkarsteg och filter	9
3.2.4 Digitalisering	10
3.2.5 Spänningsdelare	10
3.3 Meddelande till signal	11
4 Metod	13
4.1 Konstruktion	13
4.1.1 Spoltrådens hållare	13
4.1.2 Lindning av koppartråden	15
4.1.3 Spolarnas ställning	15
4.1.4 Låda	16
4.2 Programmering av mikrokontroller	16
4.2.1 Att arbeta på ett inbyggt system	16
4.2.2 Mjukvaran i helhet	17
4.2.3 Sändarens mjukvara	18
4.2.4 Mottagarens mjukvara	21
4.3 Byggnadsprocess av kretsarna	24
4.3.1 Att konstruera kretsarna	24
4.3.2 Signalgenerering	24
4.3.3 Förstärkning i sändaren	25
4.3.4 Mottagarens spänningsdelare	25
4.3.5 Filter och förstärkare	26
4.3.6 ADC	27

4.3.7	Schmitttrigger	27
4.3.8	Skärm	27
4.4	Tester och verifiering	27
4.4.1	Spolarnas induktans	27
4.4.2	Test av SSM och PTS krav	28
4.4.3	Tester av resonanskretsarna	28
4.4.4	Tester av sändarhårdvaran	29
4.4.5	Tester av mottagarhårdvaran	30
4.4.6	Tester av mjukvara	32
5	Resultat	33
5.1	Verifiering gentemot krav	33
5.2	Slutgiltig funktion	35
6	Diskussion	36
6.1	Analys av systemet	36
6.1.1	Analys av spolar	36
6.1.2	Analys av utformad elektrisk krets	36
6.1.3	Analys av mjukvara och mikrokontroller	37
6.2	Rekommendationer	38
6.2.1	Vidareutveckling av elektronik	38
6.2.2	Vidareutveckling av mjukvara	38
7	Avslutning	39
8	Projektstyrning	39
8.1	Planerat	39
8.1.1	Budget	39
8.1.2	Tidsplan	40
8.1.3	Resursplan	40
8.2	Diskussion om avvikelser från planering	41
8.2.1	Budget	41
8.2.2	Resursplan	41
	Referenser	42
	Bilagor	I
A	Programmering	I
A.1	Legalta tecken till binär representation	I
B	Uträkningar, Teoretisk Elektroteknik	II
B.1	B-fält vid 1 m	II
B.2	Approximativ egeninduktans	III
B.3	Information om koppartråden	IV
B.4	Approximativ ömsesidig induktans	V
C	Projektsstyrning	VI
C.1	Resurs- och Beläggningsplan	VI
C.2	Tidsplan	VII

1 Inledning

1.1 Bakgrund

I dagens samhälle blir vikten av kunskaper inom signalhantering och kommunikationssystem allt viktigare. Därav utförs detta projekt i utbildningssyfte inom kursen EN1020 Elektroprojekt II vid Kungliga Tekniska Högskolan så att studenter får befästa sina teoretiska kunskaper samt bekanta sig med att arbeta i grupp.

1.2 Problembeskrivning

Projektet består av att bygga ett system för trådlös informationsöverföring som använder sig av kopplade spolar. Systemets funktion demonstreras genom att överföra ett textmeddelande, se [1].

1.3 Möjliga lösningar på problemet

Problemet har många lösningsmetoder som kan framföra ett lyckat resultat. Bland dessa kan man diskutera val kring: spolar med ferritkärnor, cylinder- eller skivspolar, amplitud-, fas- eller frekvensmodulering, digitalisering av signal genom hårdvara, resonansbaserad överföring, skyddskrets för mikrokontroller, etc. Från alla dessa designval, och många fler, kan ett system tas fram. I denna rapport diskuteras den implementerade lösningsdesignen, beskriven i avsnitt 2, som framförts i projektspecifikationen [2].

1.4 Syfte och omfattning

Detta projekt bygger på att lära studenter hur det är att arbeta i grupp för att lösa ett tekniskt problem. Projektets lösning ska uppfylla följande sju systemkrav [1].

- Systemet ska använda sig av ett par kopplade spolar för att överföra information över ett avstånd från 20 cm upp till 80 cm.
- Spolarnas diameter får ej överskrida 100 cm.
- Strålsäkerhetsmyndighetens gränsvärden för magnetfält får inte överskridas och systemet måste uppfylla Post- och telestyrelsens (PTS) krav för sändare i det valda frekvensområdet.
- Överföringen får inte överskrida en maximal tidsgräns på 5 s.
- Bortsett från spolarna och strömförsörjningen får det inte finnas en länk mellan sändaren och mottagaren.
- Systemet ska kunna bedrivas med en elkub som levererar maximalt 25 V DC vid 2 A.

Utöver dessa satte projektgruppen upp åtta egna krav på systemet i projektspecifikationen [2].

- Sändarkretsen ska kunna generera en bärvågssignal med förutbestämd bärvågsfrekvens.
- Efter filtret kan inkommande signal urskiljas från bakgrundsbrus.
- Förstärkare vid filtret ökar signalstyrkan så att avståndet mellan spolarna kan ökas utan att det korrumpierar informationsinnehållet.
- Sändarens mikrokontroller kan läsa ett textmeddelande och formatera det enligt protokoll.
- Mottagarens mikrokontroller kan läsa en sekventiell ström av digitala signalpulser och formatera om intagen data till ett textmeddelande.
- Mottagarens mikrokontroller kan lyssna på dess ingångar efter en digital signal och sedan behandla det i realtid.
- För en spole, får ledaren ej lindas över 200 varv.
- I mottagarspolen ska det induceras en ström på 20 mA.

Genom dessa restriktioner kan en uppfattning fås om omfattningen av projektet. Slutligen kommer dessa krav resultera i en produkt förhandsvisad i figur 1.



Figur 1: Närbildsrendering av Mottagaren

1.5 Rapportens struktur

Rapporten inleds med en beskrivning av den valda lösningsdesignen. Därefter följer en genomgång av projektets arbetsgång. Först presenteras det teoretiska material som är bakgrund för den tekniska lösningen, sedan hur projektet utförts metodvis. Efter det diskuteras lösningen, kvalitén av den färdiga produkten och vad som kunde gjorts annorlunda. Sist följer projektstyrningen, hur projektet har planerats och sedan utförts.

2 Lösningsdesign

Kommunikationssystemet kan reduceras till en sändare och en mottagare som kommunicerar via amplitudmodulerade signaler genom induktivt kopplade spolar. Här igenom måste ett textmeddelande med högst 50 tecken överföras på mindre än 5 sekunder. Nedan presenteras den teoretiska lösningen, samt de problem som måste lösas och de krav som måste uppnås. Lösningens design med modulering och överföring med resonans grundar sig på en webbsida gruppen fann, se [3].

2.1 Signalgenerering

Signalen är uppdelad, protokollmässigt, i fyra delar; Beacon, Size Package och Data. Rent praktiskt fungerar delarna likadant, däremot tolkas de olika i signalupptagningen. Beacon-delen initialiserar signalavläsningen, Size Package innehåller längden av meddelandet och Data-delen innehåller själva meddelandet. Syftet med denna utformning är att förmåga ändring av bitfrekvens, minska överföringsenergin och att endast sända de givna tecknen (inte fylla överföringen med betydelselösa bitar). Därefter sänds delarna på samma sätt med en amplitud på 5 V. Sedan överlappas denna digitala signal på en bärvåg, med frekvens på 120 kHz, som genereras externt från mikrokontrollern. Sammanslagningen sker genom en AND-grind i en process kallad On-Off Keying (OOK). Denna typ av signalgenerering är en elementär byggsten i kommunikationssystemet då mycket vilar på det nästkommande steget som beror på denna bärvåg. Dock innan det måste signalen förstärkas då den är från OOK-steget för svag för att inducera tillräcklig spänning i mottagaren.

2.2 Resonanskretsar

Enligt de elektromagnetiska lagarna krävs det, om målet är att skapa kontrollerade förändringar av spänning i mottagarsidan av två trådlöst separerade och induktivt kopplade spolar, att det appliceras tidsberoende förändringar av ström i sändarsidan. En effektiv metod för att utföra detta är genom att koppla respektive spole i en resonanskrets. En resonanskrets låter en inkommande våg resonera fram och tillbaka samtidigt som den agerar filter mot frekvenser annorlunda mot självsvängningsfrekvensen. Resonansen som utvecklas över sändarspolen framkallar ett magnetfält som inducerar en ström på den andra sidan där också den resonerar i en likartad krets. Det är här viktigt att minnas att den spänning som anländer mottagaren är växelspänning. Detta innebär att åtgärder måste göras i efterföljande delsystem så att inkommande signal är både läsbar, men framförallt, inte destruktiv för mottagarens mikrokontroller.

2.3 Förstärkare och filter

Som det nämnts i avsnitt 2.1 och 2.2, är insignalen efter resonanskretsen någorlunda svag. Då många digitala utrustningar, så som den mottagande mikrokontrollern, har en V_{DD} på 5 V, måste således signalen förstärkas. Detta sker med en operationförstärkare uppkopplad i en icke-inverterande förstärkningskonfiguration. Något annat som denna måste förmå är det mellanliggande filtret. Ett passivt andrags RC-filter, vilket är den typ som kommer implementeras, dämpar signalen något. Förstärkaren måste alltså både stärka den direkt inkommande signalen samt höja den ytterligare för att efter filtret vara i lämplig nivå. Anledningen till att filtret är av

andragrad kommer från att endast bärvågsfrekvensen ska passera. Detta kräver ett lågpäss- samt högpässfilter i serie med varandra för att dämpa både för låga och för höga frekvenser.

2.4 Likriktare

Vid detta steg är signalen fortfarande en växelströmssignal. Då den tilltänkta mikrokontrollern, Arduino Nano, endast förmår positiva inspänningar måste signalen likriktas. För att bevara så mycket signalenergi som möjligt används en halvågslikriktare, i form av en diodlikriktarbrygga, tillsammans med en glättningskondensator. Gentemot en halvågslikriktare.

2.5 ADC

Slutligen, efter likriktaren, tolkas signalen av mikrokontrollern. Då en Arduino Nano används finns möjligheten att läsa både analoga och digitala signaler. För att låta signaltolkning prioriteras i det mycket begränsade minnesutrymmet av en Nano, kretsimplementeras digitaliseringen av signalen så att detta inte behöver göras genom mjukvara. Det vill säga att ytterligare ett steg införs mellan likriktaren och mikrokontrollern i syfte att förenkla dess signalavläsning.

Digitaliseringen görs med en schmitttrigger. En sådan komponent har två utsignaltillstånd: digital logisk nolla och etta. Komponenten matas med en analog signal och ansätter ett logisk värde till den. Komponenten nyttjar sig även av hysteres, så att eventuellt flimmer i insignalen har mindre påverkan på utsignalen. Denna komponent ger alltså bästa möjliga stabila signal in till den avläsande mikrokontrollern och ökar därmed chanserna till ett lyckat avläst meddelande.

2.6 Avläsning och presentation

Till den mottagande mikrokontrollern inkommer alltså samma bitsekvens att presenteras vid den avläsande digitalpinnen, som den bitsekvens som skiftades ut från sändarens mikrokontroller. Effektivt sett ersätter den trådlösa kanalen en simpel kabel mellan de två mikrokontrollerna. Då mottagarmikrokontrollern upptäcker att ett meddelande är på ingång, kommer den att läsa in och tolka meddelandet om den binära informationen till bokstäver för att sedan presentera det på mottagarens egna skärm.

2.7 Spole

Skivspolar används ofta för närfält medan solenoider ofta används i syfte för kraftöverföring eller fjärrfält. Problematiken med skivspole är vid konstruktionen, att konstruera en skivspole med upp till 200 varv är svårt. För att minimera skillnad mellan simulation, beräkningar och praktik används solenoider. Tidsmässigt är solenoider mycket mer effektiva att tillverka.

3 Teori

För att utveckla och utföra de slutgiltiga lösningarna krävdes designval som stärks av en god teoretisk bakgrund. Nedan följer den teori som lett till systemets utformning.

3.1 Kopplingsfaktor och induktansberäkningar

För att få fram en kopplingsfaktor krävs självinduktansen från spole 1 och 2 samt den ömsesidiga induktansen mellan dem båda.

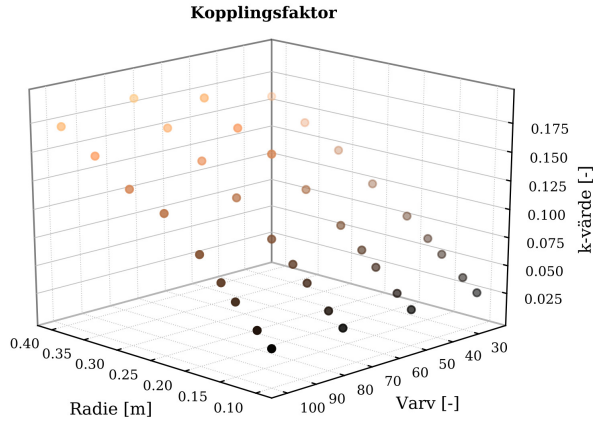
Genom dessa approximationer kan en första beräkning göras.

1. Läckaget i spolarna försummas.
2. Spolen är tätt lindad.
3. Räknar enbart med magnetiska flödestätheten (B -fältet) utmed z -axeln.
4. Antar att spolarnas trådar är oändligt tunna, endimensionella, tar inte hänsyn till tjockleken vid integration.
5. Vid den ömsesidiga induktansen antas att flödet från spole 1 genom spole 2 är exakt arean av spole 2 multiplicerat med B -fältet till spole 2 från spole 1.
6. Den inre induktansen försummas.
7. Spole 2 ses som en magnetisk dipol.

Med dessa approximationer beräknas självinduktansen hos spole 1 och 2, den ömsesidiga induktansen samt kopplingsfaktorn. Nedan är en uppskattning av hur bra approximationerna är.

1. Läckaget är inte så stort om spolen är tätt lindad, bara ändarna har ett större läckage. Läckaget minimeras också då spolarnas radier är lika stora. Artiklar som [4] styrker detta.
2. Denna approximation är ganska bra då emaljeringen runt tråden är väldigt tunn.
3. Rimligt att enbart räkna med B -fältets z -axel då vid längre sträckor är B -fältet starkast utmed z -axeln.
4. Detta är inte en bra approximation då trådarna har en tjocklek som spelar in i beräkningen av induktansen.
5. Denna approximation är ganska bra då båda spolarna har samma symmetriaxel.
6. Den inre induktansen är väldigt liten ca. 10 nH - vid höga frekvenser blir skinndjupet litet, för mer information om tråden se Bilaga B.3.
7. Dipolapproximationen är väldigt grov och används enbart för att den är lätt att räkna med. Approximationen blir bättre ju längre spolarna är ifrån varandra.

Ju fler approximationer som görs, desto sämre uppskattning blir det. Med dessa approximationer ges en uppfattning om vilken storleksordning induktanserna har, om det är mH, μ H eller nH. I förhållande till projektet kommer approximationerna inte att bidra med värden med hög tillförlitlighet då spolarna inte förhåller sig i fjärrfältet utan i närfältet. I bilaga B.2 och B.4 används ovanstående approximationer för att beräkna induktanser enbart för att skapa en uppfattning.



Figur 2: Kopplingsfaktor beroende på radie & antal varv

Beräkningen av den ömsesidiga induktansen sker genom att programmet parametriserar spolarna för att sedan dela upp dem i små celler och slutligen summera alla ömsesidiga induktanser till den totala ömsesidiga induktansen. Genom att parametrisera spolarna kan Neumanns formel skrivas om med hjälp av:

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint \frac{\cos(\varepsilon)}{r} ds ds' ,$$

$$r = \sqrt{A^2 + a^2 + b^2 - 2Aa \cos(\varphi - \varphi')} ,$$

$$\varepsilon = \varphi - \varphi' ,$$

$$ds = a d\varphi ,$$

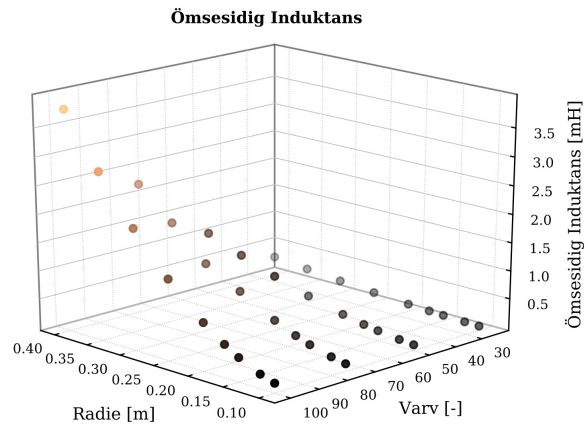
$$ds' = A d\varphi' .$$

Med det kan en omskrivning av ekvation (1) erhålla ett uttryck för den ömsesidiga induktansen mellan två spolär,

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint \frac{Aa \cos(\varphi - \varphi') d\varphi \varphi'}{\sqrt{A^2 + a^2 + b^2 - 2Aa \cos(\varphi - \varphi')}} . \quad (2)$$

Induktanserna för respektive spole simulerades i simulationsprogrammet Inca. Med dem kunde k-faktorn, som beror på spolarnas utformning, tas fram så som den gjorts i figur 2. Inca använder sig av den metod som James Clerk Maxwell föreslog, i [5] beskrivs Incas metoder för att beräkna både självinduktanser och ömsesidiga induktanser. Den ömsesidiga induktansen, som ses i figur 3, beräknas med hjälp av Inca och Neumanns formel:

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint \frac{\vec{ds} \cdot \vec{ds}'}{r} . \quad (1)$$



Figur 3: Ömsesidig induktans beroende på radie & antal varv

Ekvation (2) kan lösas exakt med fullständiga elliptiska integraler av första och andra slaget med modulo k ,

$$\begin{aligned} M_{12} &= -\mu_0 \sqrt{Aa} \left[\left(k - \frac{2}{k}\right) K + \frac{2}{k} E \right], \\ k &= \frac{2\sqrt{Aa}}{\sqrt{(A+a)^2 + b^2}}. \end{aligned} \quad (3)$$

I ekvation (3) är K en sluten elliptisk integral av första slaget och E är en av andra slaget. Respektive integral uttrycks av ekvationerna:

$$\begin{aligned} K &= F\left(k, \frac{\pi}{2}\right) = F(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi}}, \\ E &= E\left(k, \frac{\pi}{2}\right) = E(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi} d\varphi. \end{aligned} \quad (4)$$

För att fullständigt beräkna den ömsesidiga induktansen, förutsatt att antalet varv är heltal, delas de in i n_1 respektive n_2 stycken slutna slingor. Slutligen summeras alla celler, där M_{ij} är den ömsesidiga induktansen från varje sluten slinga. Inca hanterar även ekvation (3) om den sista slingan inte är sluten. Fullständigt svar erhålles om slingan avrundas till närmaste θ radianer och multipliceras med en faktor $\frac{\theta}{2\pi}$. Eftersom spolarna är solenoida förenklas summan av ömsesidiga induktanser

$$M_{total} = \sum_{i=1}^{n_1} \sum_{j=1}^{n_2} M_{ij}, \quad (5)$$

och beräkningskostnaden går från $\mathcal{O}(n^2)$ till $\mathcal{O}(2n - 1)$ eftersom varje loop-par förekommer två gånger och således behövs inte hela summan evalueras.

De elliptiska integralerna beräknas genom serieutveckling:

$$\begin{aligned} K &= \frac{\pi}{2} \left[1 + \left(\frac{1}{2}\right)^2 k^2 + \left(\frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4}\right)^2 k^4 + \left(\frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6}\right)^2 k^6 + \dots \right], \\ E &= \frac{\pi}{2} \left[1 - \left(\frac{1}{2}\right)^2 k^2 - \left(\frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4}\right)^2 k^4 - \left(\frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6}\right)^2 k^6 - \dots \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

Inca hanterar problemet om R är mycket mindre än r , avståndet mellan spolarna är mycket mindre än respektive radie. Serien K i ekvation (6) konvergerar väldigt långsamt om det sker. Då används numerisk integration med Simpsons regel med tillräckligt bra steglängd. Steglängden väljes sådant att $k \approx 0.9999\dots$

För vidare läsning om grövre approximationer hänvisas till Bilaga B.2 och B.4. I [6] och [7] beskrivs andra möjliga metoder som används för att beräkna både själv- och ömsesidig induktans på solenoida spolar.

Sändarspolen kan ses som en antenn som strålar i närfältet då spolen i sig kan delas in i infinitesimala dipoler. Mottagarspolen kan ses på ett liknande sätt. Antag att sändarspolen sänder ut vågor som breder ut sig i luft, om en materialövergång sker bidrar det med förluster, dämpning av vågen. Om en överföring föredras är det viktigt att båda material har samma egenskaper, exempel på material med låga förluster är luft, $\tan(\delta) \ll 1$:

$$\begin{aligned}\gamma &= \alpha + j\beta, \\ \beta &\approx \omega\sqrt{\mu\varepsilon_0\varepsilon_r}, \\ \alpha &\approx \frac{k \tan(\delta)}{2},\end{aligned}\tag{7}$$

k i tredje raden för ekvation (7) är vågtalet.

Enligt Maxwells ekvationer (8) finns inte något magnetfält om inte ett elektriskt fält existerar och vice versa;

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \\ \nabla \times \vec{B} &= \mu\vec{J} + \mu\varepsilon\frac{\partial \vec{E}}{\partial t}, \\ \nabla \cdot \vec{E} &= \frac{\rho}{\varepsilon}, \\ \nabla \cdot \vec{B} &= 0.\end{aligned}\tag{8}$$

Om vågen dämpas för mycket kommer signalen bli approximativt noll. Genom att välja båda materialen till luft, utan något material emellan, kommer signalen överföras approximativt som den såg ut när den skickades, i närfältet.

Kopplingsfaktorn beräknas genom att anta att två spolar beter sig approximativt som en transformator uttrycks L_1 , L_2 och M med hjälp av Fouriertransform och två spänningsvandringer. Vidare tecknas ett ekvationssystem som lättast löses med approximationen att den ena sidan är kortsluten. Då kan strömmen som flödar genom mottagardelen beräknas samt L_S för kortsluten självinduktans definieras. För att approximera ett systems kopplingsfaktor används ekvationen

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}},$$

som förenklas genom att substituera den kortslutna induktansen

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_S}{L_1}}.\tag{9}$$

3.2 Modulering med elektriska komponenter

För att få en uppskattning om hur lösningsdesignen beter sig, simulerades det fullständiga systemet i LTspice.

3.2.1 Bärsvågsgenerering, On-Off Keying och förstärkning

Själva bärvågen genereras utav en av de mest använda integrerade kretsar i världen: 555 timern, se [8]. Anledningen till att just denna valdes, är på grund av dess flexibilitet och enkelhet. Om gruppen beslutade sig för att ändra en fundamental parameter i systemet, exempelvis ändra bärvågsfrekvens, så kan 555 timern lätt konfigureras om så att den nya frekvensen möts. De passiva standardkomponenter, så som resistorer och kondensatorer, dimensioneras och placeras, liksom för alla moduler, i den konfiguration och med den storlek som databladet rekommenderar.

OOK implementerades med en 4-grunds AND-IC ur 7400-serien, modellnummer 74HC08, se [9]. Just denna valdes på grund av dess snabbhet och breda tillgänglighet.

För att öka effekten på sändarsidan förstärktes således den genererade signalen med en operationsförstärkare. Till detta valdes MAX4012, se [10]. Anledningen till detta var att operationsförstärkaren har både tillräckligt hög matningsspänning (12 V) och en s.k. slew rate på över 60 V/μs, vilket var det uppmätta behovet.

Då den valda förstärkarens strömförsörjningsegenskaper var otillräckliga, valdes dessutom en buffertförstärkare med namnet BUF634P, se [11]. Med denna kunde mer ström flöda in i spolen vilket ger ett starkare magnetflöde och därmed en högre inducerad spänning i mottagaren.

3.2.2 Resonanskretsarna

Kärndesignen av resonanskretsarna är en spole parallellt med en kondensator. Då kombinationen av värdena avgör resonansfrekvensen enligt

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (10)$$

dimensionerades spolen så att dess induktans lätt kunde matchas mot en kapacitans. Till detta dimensionerades resistanser på mottagarsidan för att förkorta transienter. Gällande de själva komponenterna, valdes emaljerad koppartråd för spolen, keramiska plattkondensatorer samt trimkondensatorer, för att få maximal signalenergi vid den valda resonansfrekvensen. Utöver detta valdes kvarts-watt resistorer ur standardserier, då effekten i resonanskretsarna är relativt låg.

3.2.3 Förstärkarsteg och filter

Då den inducerade spänningen är låg gentemot målspanningen för en logisk etta (5 V), behövs således signalen förstärkas. Utöver denna anledning till förstärkning, kommer även det passiva filtret att dämpa även de önskade signalerna. Själva förstärkarna som användes på mottagarsidan, är av modellen LM318, se [12]. Denna modell av operationsförstärkare har hög slew rate, samt kan matas med ett brett spann matningsspänning. Filtret är av passivt bandpasstyp, och som komponenter till detta valdes återigen enkla kvarts-watt resistorer ur standardserier och

keramiska plattkondensatorer. Då effekten är allt ifrån hög, samt låg kapacitans krävdes för filtret.

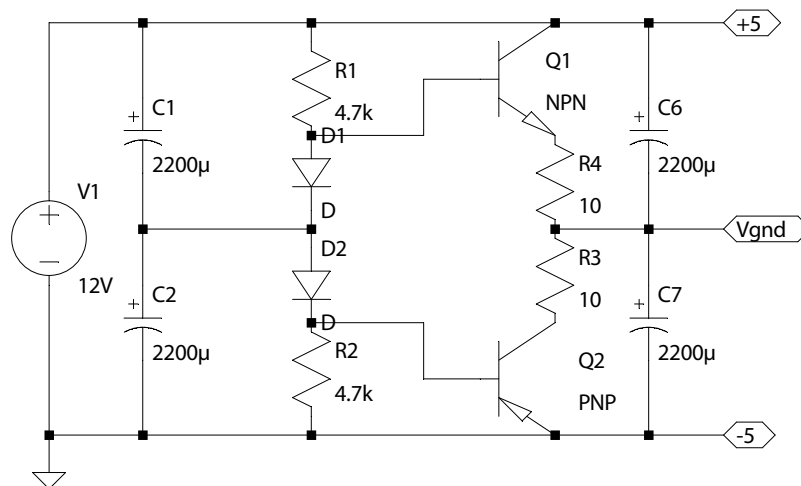
3.2.4 Digitalisering

Efter filtrering är det dags att göra signalen vänlig för digital avläsning. Första steget är att likrikta signalen. Till detta används en halvåglikriktare, också kallad diodbrygga. Då det är relativt små signaler i hög hastighet som skall likriktas, valdes den generiska småsignaldioden 1N1418, se [13], som komponent för diodbryggan. När signalen väl likriktats, behövs den bli stabil, detta sker både med en platt, keramisk glättningskondensator, men även med en schmitttrigger, av modellen 74HCT14, se [14].

3.2.5 Spänningsdelare

Då signalen i mottagaren, främst är i växelspanning, så valdes det att även konstruera en spänningsdelare som förses med en likspänning på 12 V och placerar en virtuell jord mellan neutral och +12 V. Detta resulterar i en virtuell jord med, en från matningsspänningen sett, positiv spänning. Detta görs då operationsförstärkarna behöver både positiv och negativ matningsspänning då AC-signaler skall behandlas. Denna spänningsdelare konstruerades enligt figur 4.

Gällande själva komponentvalet i spänningsdelaren, så valdes C_1 och C_2 till 25 V-klassade elektrolytiska kondensatorer, R_1 och R_2 till kvarts-watts resistorer ur standardserier samt R_3 och R_4 till 1-watts effektmotstånd, på grund av deras lägre resistans. Dioderna ställde inga större krav så generiska dioder av typen 1N1418 valdes. Likaså gällande transistorerna, inga större krav ställdes på dem utöver att NPN- och PNP-transistorerna bör vara komplement till varandra, alltså ha liknande egenskaper och komma från samma serie samt tillverkare. Till detta valdes då transistorerna 2N3904 se [15] och 2N3906 se [16], som är komplement till varandra.



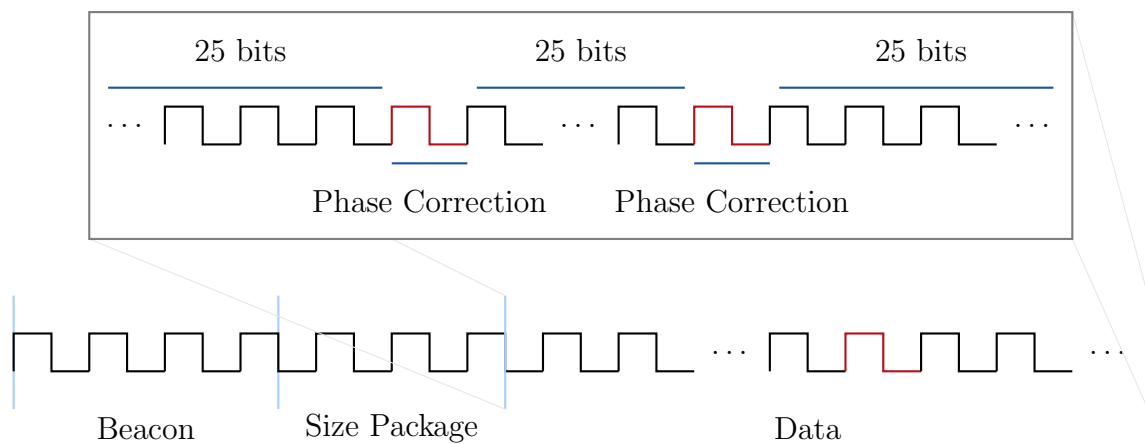
Figur 4: Krettschema för spänningsdelare

3.3 Meddelande till signal

Sändarens styrenhet kommer att skicka textmeddelandet som bitar i en sekvens. Denna sekvens är för oss utomstående praktiskt okänd. Meddelandet skickas som rektangelpulser, i enlighet med binärtransleringen i Bilaga A.1. Signalen som kommer bära meddelandet har fyra beståndsdelar: Beacon, Size Package, Phase Correction och Data. Dessa beståndsdelar kan illustreras som i figur 5, men också beskrivas matematiskt. För en matematisk beskrivelse används pulsfunktionen

$$p(t; t_0) = \begin{cases} 1, & \text{om } t \in [t_0, t_0 + T) \\ 0, & \text{f.ö.} \end{cases}, \quad (11)$$

där t_0 är den tidpunkt då fyrkantspulsen påbörjas och T är perioden som den varar.



Figur 5: Signaldisposition

Data-delen i signalen innehåller det faktiska meddelandet. Signalmässigt kan Data ses som en ström av meddelandet i ettor och nollor med ett sekvensutseende K som beskrivs av funktionen

$$S_K(t; t_K) = \sum_{k=0}^{|K|} b_k p(t; t_K + kT), \quad (12)$$

med b_k som det k :te bitelementet i sekvensen K och t_K som den tid då datasignalen börjar skickas.

I det optimala fallet kan Data överföra informationen i en obruten följd helt felfritt. Däremot i verkligheten kommer datauppläsningen bli naturligt färförskjuten, speciellt vid längre meddelanden. Därför införs ett "Phase Correction"-segment, se figur 5, periodiskt i K som tillåter mottagaren att återställa sig själv och motverka den naturligt förekommande färförskjutningen. Med denna implementation blir signalupptagningen mindre känslig för förändringar och gör överföringen betydligt mer säker utan att förlänga överföringstiden särskilt mycket.

Innan Data kommer Size Package, vars uppgift är att förmedla för mottagaren hur många karaktärer som finns i meddelandet. Med meddelandelängden kan mottagaren själv räkna ut $|K|$, det vill säga hur länge den behöver lyssna. Detta är väldigt givande om meddelandet är kort då mottagaren kan avsluta överföringen, och därmed vara redo för nästkommande meddelande, tidigare. Liket för Datasignalen kallas sekvensutseendet av Size Package för J , och signalfunktionen

$$S_J(t; t_J) = \sum_{j=0}^5 b_j p(t; t_J + jT). \quad (13)$$

$|J|$ kommer att vara förutbestämd till 6 bitar vilket täcker den maximalt tillåtna längden av textmeddelandet.

Först i hela signalen kommer Beacon, den del som startar överföringen. Beacon kommer ha en huvudsaklig funktion, den ska låta mottagaren få veta vilken bitfrekvens som signalen skickas med. Med en sådan funktion är systemet mer dynamiskt och systemet blir förmögen till att enkelt anpassa bitfrekvens. Sekvensutseendet för Beacon kallas för I . På grund av dess funktion behöver I vara helt förutbestämd. Signalfunktionen ges av

$$S_I(t; t_I) = \sum_{i=0}^6 b_i p(t; t_I + iT), \quad b_i \equiv \begin{cases} U, & \text{om } i \text{ är jämn} \\ 0, & \text{om } i \text{ är udda} \end{cases}. \quad (14)$$

Med summationen av ekvationerna (12), (13) och (14) fås den fullständiga signalen

$$S(t) = S_I(t; t_I) + S_J(t; t_J) + S_K(t; t_K), \quad (15)$$

med signalamplitud $b \in \{U, 0\}$ som bestäms efter textmeddelandet. U är i detta fall utspänningen vilken mikrokontrollern kommer beskriva en logisk etta som (5 V).

Slutligen, starttiden för respektive beståndsdel är

$$\begin{aligned} t_I &= 0, \\ t_J &= 7T, \\ t_K &= 13T. \end{aligned} \quad (16)$$

En godtycklig signal $S(t)$ från ekvation (15) illustreras, med alla dess beståndsdelar markerade, i figur 5.

4 Metod

En av uppgifterna i projektet är att faktiskt konstruera det system som teoretiskt har föreslagits i lösningsdesignen. När produkten konstruerades gjordes det på följande sätt.

4.1 Konstruktion

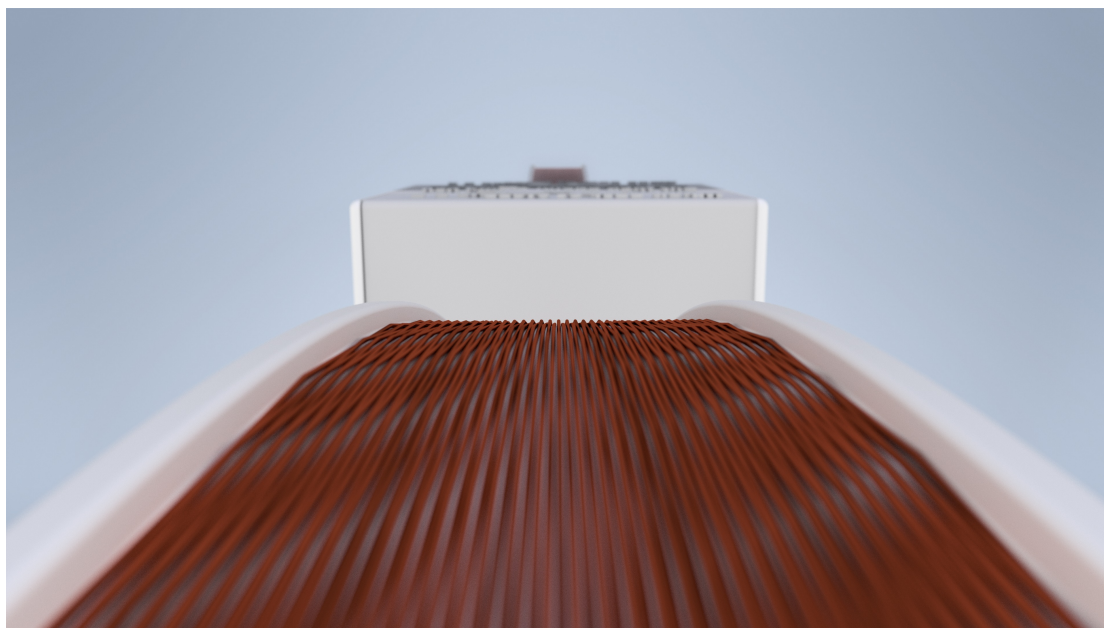
Den mekaniska konstruktionen innefattar tre huvuddelar; spolarna, ställningarna och lådorna. Tillsammans fulländar de hela systemkonstruktionen i ett sammanhållet paket, där både estetik och funktionalitet samspekar i en kompakt design. En rendering på konstruktionen syns i figur 6.



Figur 6: Rendering av den färdiga sändaren

4.1.1 Spoltrådens hållare

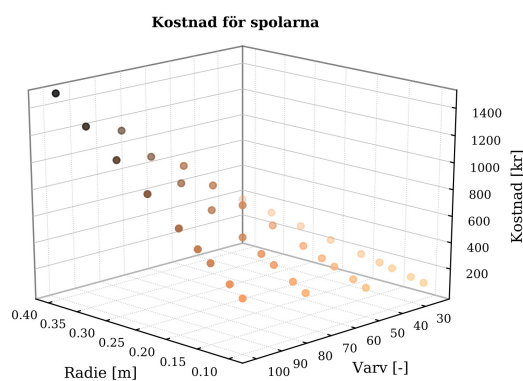
Det grundläggande för projektets slutfunktion var att koppartråden, som möjliggör den trådlösa överföringen samt därav får den mest centrala roll i projektet, måste viras i form av en cylinderspole. Det kräver ett cylinderobjekt som den mjuka och tunna tråden kan vila emot. På grund av två anledningar, estetik och funktionalitet, valdes det att 3D-skriva dessa cylinderobjekt i plast. Valet gjordes delvis för att plast har en väldigt liten påverkan på det inducerade magnetfältet under överföringen. Givetvis gäller samma för andra material, exempelvis trä, däremot är det svårt att nå samma möjlighet till formbarhet som plast erbjuder. Oavsett vilket material som väljs krävs det att tråden inte flyttas ut och åker av sidorna på cylinderobjektet. Det betyder, om man konstruerat cylindern med släta kanter, att tråden måste limmas fast mot objektet. Det sågs som en nackdel då det introducerar ännu en faktor som ökar konstruktionssvårigheten. Alternativet är att bygga förhöjda kanter, som spår, där tråden kan ligga innanför. Det skulle göras antingen genom att karva ut spåren, alternativt limma eller spika fast träskenor på sidorna. Alla alternativen verkade antingen svåra att implementera eller som att de motarbetade projektets mål.



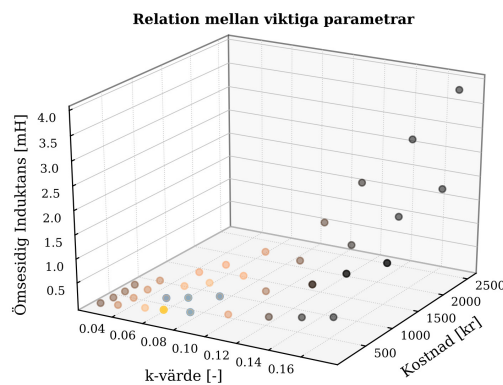
Figur 7: Rendering av spolens spår för koppartråden

Givet argumenten i det tidigare stycket valdes det att skapa cylinderobjektet i plast som kunde skrivas ut i egendesignad form och som uppfyllde spolarnas behov. Med denna metod användes betydligt mindre lim eller andra fästningsmetoder då tråden låg i ett spår tätt bredvid varandra, se figur 7. Cylinderobjektet i plast skrevs ut i åttondelar och sammansattes till fullcirkel genom ett fästningslås i tvärsnittet med tvåkomponents epoxylim. Denna lösning, trots sitt utseende, kom att bli väldigt stark. I en uppmätt simulering fastslogs det att cylindern klarar, med en rakt nedriktad kraft, upp emot 1.5 N. En sådan belastning testades aldrig fysiskt då konstruktionen inte behöver påvisa sådan förmåga, men det tyder ändå på konstruktionens robusthet.

Spolarnas storlek bestämdes dels enligt teorin i avsnitt 3.1 men även med materialkostnad i åtanke. Spolarna ska vara tätt lindade och lika stora. Överföringen sker bättre om spolarnas tvärsnitt täcker en större area, det optimala hade varit att ha oändligt stora spolarna, men projektet hade restriktioner till 1 m i radie. I figur 2 ses att antalet varv inte påverkar systemets kopplingsfaktor nämnvärt medan i figur 3 påverkar antalet varv den ömsesidiga induktansen desto mer. Koppartråd är inte heller billigt, kost-



Figur 8: Kostnad för två spolarna i relation till deras radie och antal varv



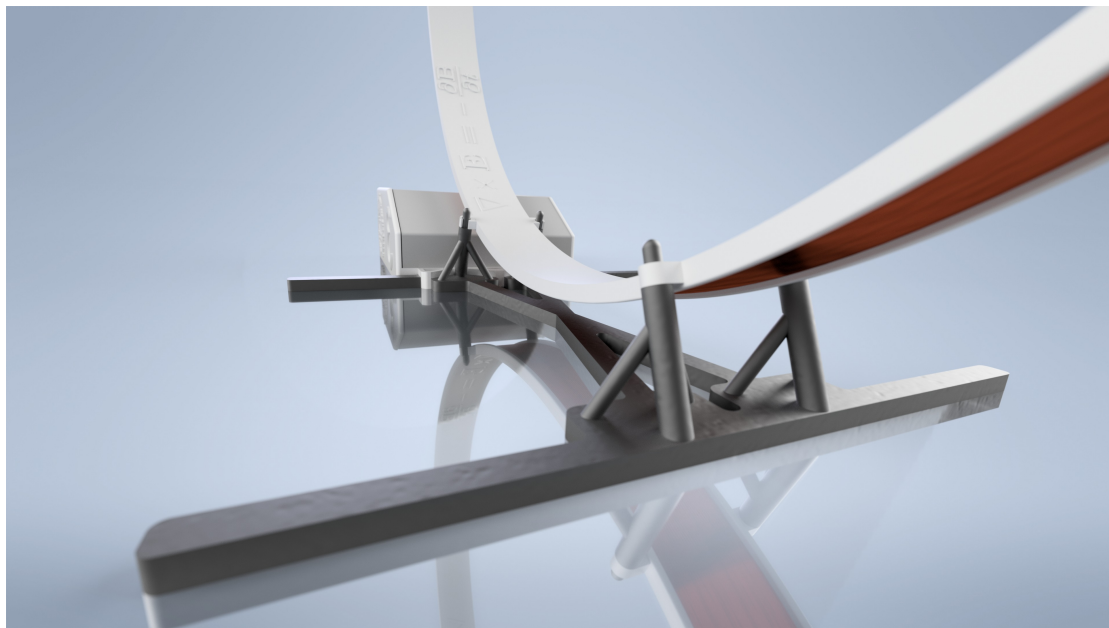
Figur 9: Relation mellan de tre parametrarna

nad av två spolar visas i figur 8. För att möta dessa tre parametrar, kopplingsfaktor, ömsesidig induktans och kostnad, ställdes relationerna upp i figur 9. Utifrån de tre parametrarna, där punkterna rangordnades med värden linjärt fördelat på området $[0, 1]$, bestämdes den mest optimala konfigurationen, genom ett oviktat medelvärde av var punkts tre rangordningsvärden, vilken visas av den upplysta punkten i figur 9. Denna punkt representerar spolar med 20 cm radie och 70 varv AWG28 koppartråd.

4.1.2 Lindning av koppartråden

Koppartråden kunde lindas till solenoider efter det att plastdelarna skrivits ut och monterats. En viktig faktor med spåren som tråden ligger i är deras bredd. Då Inca gör approximationer genom att anta att tråden är tätt lindad, och att spolen har formen av en perfekt symmetrisk solenoid. För att möta de kraven används spåren, inte bara för att hindra tråden att skjutas ut, utan även som midja för att hålla tråden tätt ihopbuntad. Med spårets små marginaler krävdes noggrannhet och tålmod för att inte ta sönder den tunna tråden. Tråden limmades fast i början av lindningen samt i slutet med limpistol. Koppartråden som användes var av storlek AWG28 och den virades ungefär 70 varv/spole.

4.1.3 Spolarnas ställning



Figur 10: Rendering av mottagar spolens ställning

För att spolen sedan ska kunna stå upp och vara riktad med symmetriaxeln mot sin andra hälft tillverkades en plastställning, se figur 10, också genom utskrift. Ställningen designades som ett kryss med två sidledes ben för stabilitet. Det blev en extremt effektiv och mycket tillförlitlig konstruktion. Tillsammans med spolen på plats visade det sig att ingen rimlig sidledskraft kunde få systemkonstruktionen att välta. Spolarnas bärande ben blev också väldigt bra. De lutar ca 25° mot spolarnas fästningshål. I den andra revisionen blev det en trebensdesign som teoretiskt klarar enormt stor belastning i alla riktningar, tillskillnad från enkelben som i prototyp visade sig vara väldigt bräckliga.

4.1.4 Låda

Efter detta uppkom behovet att även kretsarna och elektroniken ska vara paketerade i något hölje. Dels för att uppfylla den nu väldigt estetiskt tilltalande konstruktionen, men också för att ta bort all elektronisk distraktion. Den enda interaktion mellan elektroniken och användaren är när systemet installeras på plats. Då krävs att systemet får strömförsörjning, att elektroniken är kopplad till spolarna samt att en dator är kopplad till sändaren. Utan hölje blir det lätt att skada kretsarna och vitala komponenter då denna interaktion utförs. Med detta i åtanke skapades två lådor som skulle innesluta kretsarna för båda sidor. I lådornas sidor, se figur 11, fästes endast nödvändiga kontakter så att allt annat inuti är skyddat vid installation och användning.

Lådorna, för att passa ställningen, skrevs också ut i plast. Med detta blev hela systemet sammanhållet och välfungerande. Valet med att 3D-skriva alla konstruktioner i plast var dels för formbarheten, exempelvis att kunna med precision göra hål för kontakter, fästning, mm. i passande storlek. Men också för att kunna utnyttja de kreativa möjligheterna för att uppnå ett väldigt tilltalande resultat. I denna process fick lådorna och spolecylindrarna präglingar i underhållande stil.



Figur 11: Rendering av sändarens I/O

4.2 Programmering av mikrokontroller

4.2.1 Att arbeta på ett inbyggt system

Systemet styrs av två stycken Arduino Nano för respektive sida av överföringen. Att arbeta med sådana kräver ett visst betänkande. Generellt sett måste mjukvaran optimeras i både storlek och effektivitet då inbyggda system ofta har lite minnesutrymme och begränsad beräkningskraft.

För att möta begränsningarna användes endast tecken (eng. char) i förallokerade minnessegment istället för att allokeras dynamiskt och/eller med strängar (eng. string). Strängar, i denna kontext, är en icke-optimerad datatyp som kan leda till problem som ”buffer overflow”. Dessutom är

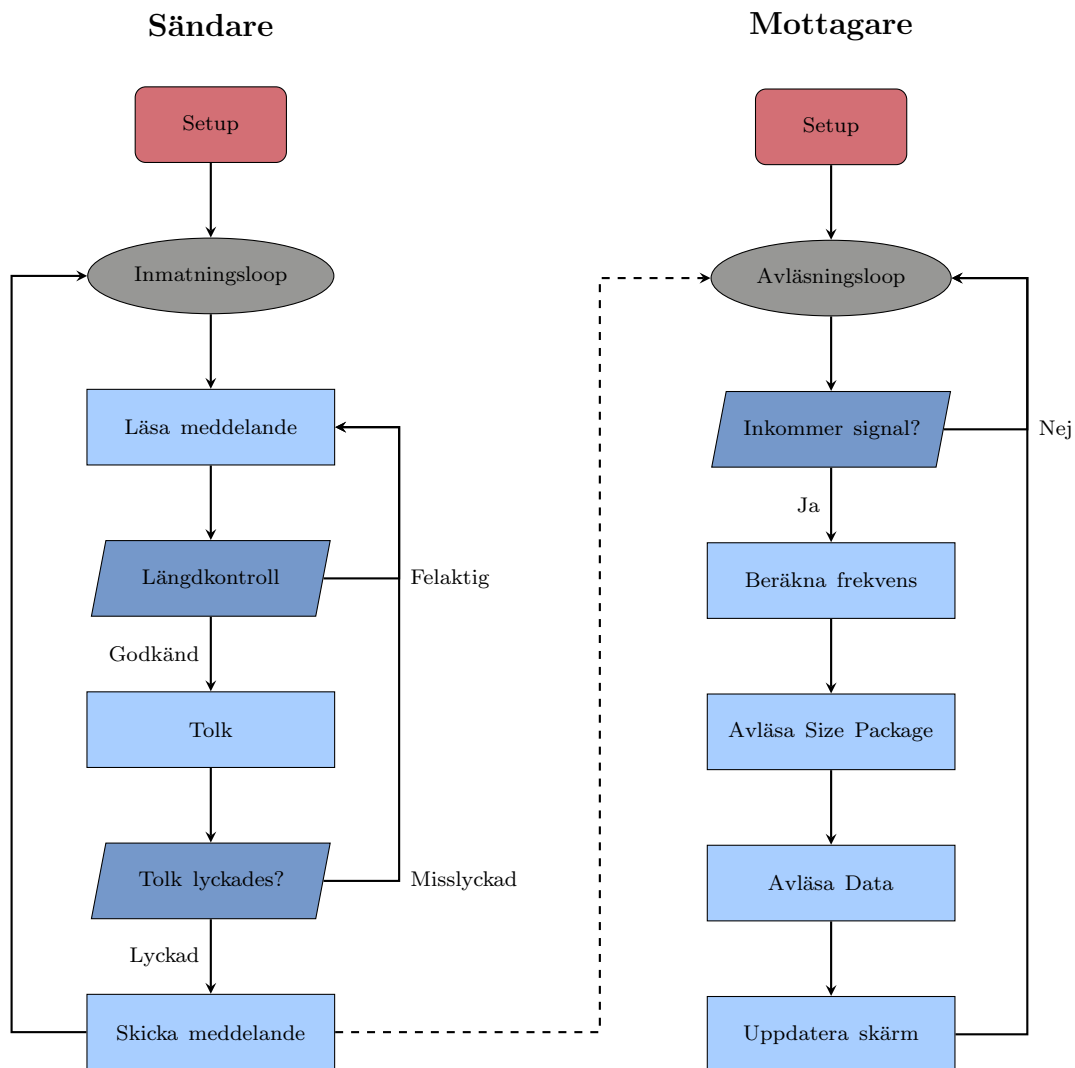
användning av tecken snabbare än användningen av strängar. Detta är dock inte det största problemet med strängar. Det största problemet är hur strängar vid kontinuerlig användning lätt defragmenterar minnet vilket också gör systemet obrukbart då mjukvaran går i baklås.

Precis som med förallokerade tecken reserverades också andra stora objekt. Detta gjordes specifikt för att undvika möjliga problem med minnesdefragmentering som i exemplet ovan. Liknande utförs detta genom att fördefiniera statistiska variabler med lämplig storlek.

4.2.2 Mjukvaran i helhet

I helhet har mjukvarusystemet en gemensam funktion att översätta ett textmeddelande till en binär representation och tillbaka. Först ska texten läsas in via en seriellport därefter ska meddelandet kontrolleras så att det följer systembegränsningar. Sedan ska meddelandet översättas och skickas. Därefter, när den mottagits, ska den översättas tillbaka till korrekt text och visas på mottagarskärmen. De viktigaste funktionsblocken i mjukvaran presenteras i figur 12. I efterföljande avsnitt kommer varje block i flödesdiagrammet beskrivas ytterligare med pseudokod baserat på den verkliga mjukvaran.

Under mjukvarans utveckling har två externa bibliotek använts. Ett av biblioteken är mikrokontrollerns egna inbyggda bibliotek, se [17]. Den andra, för att kontrollera externa skärmar, var Adafruits bibliotek [18].



Figur 12: Flödesdiagram över systemets mjukvara

4.2.3 Sändarens mjukvara

När sändaren startas första gången måste den inrätta sig med några instruktioner. Funktionen `setup` i Pseudokod 1 innehåller de saker som måste göras innan mjukvaran kan börja skicka meddelanden. Däribland görs seriellporten tillgänglig för informationsupptagning, överföringshastigheten (bitfrekvensen) bestäms, en Output-port, därifrån bitarna skickas, initialiseras och ett uppstartsmeddelande skickas ut till seriellmonitorn. Därefter anropas funktionen `add_beacon` (från Pseudokod 3) som gör redo en Beacon-sekvens för det kommande meddelandet.

Efter `Setup` inträder koden en loop. Inmatningsloopen, se Pseudokod 1, är gjord för att hantera övergången mellan "att tolka"- och "att skicka"-handlingarna. Anmärkningsvärt finns det en tidsfördröjning mellan att kunna skicka för att sedan kunna tolka ett meddelande. Denna tidsfördröjning existerar som en säkerhetsåtgärd så att en användare inte kan överbelasta seriellporten i mikrokontrollern.

Pseudokod 2 innefattar en av sändarens huvudfunktioner. `enter_message`-funktionen väntar på att ett meddelanden ska skickas till seriellporten. När ett meddelande uppfattas kontrolleras först att det inte är för långt, sedan skickas det intagna meddelandet till protokolltolken. Om meddelandet lyckades tolkas och översättas till binärkod har inmatningen lyckats och funktionen

Pseudokod 1 Sändare: Setup och inmatningsloop

```
1: function SETUP
2:   Öppna Seriell port                                ▷ För datoruppkoppling
3:    $Klockperiod \leftarrow 1\ 000\ 000 / klockfrekvens$           ▷  $klockperiod$  i  $\mu s$ 
4:   Port 4  $\leftarrow$  (Output)                                ▷ För signalutmatning
5:   print Uppstartsmeddelande
6:   call ADD_BEACON                                        ▷ Pseudokod 3
7: end function

8: function LOOP
9:   call ENTER_MESSAGE                                    ▷ Pseudokod 2
10:  call SEND_MESSAGE                                    ▷ Pseudokod 3
11:  Vänta i 1200 ms                                       ▷ För att förhindra överbelastning av den seriella porten
12: end function
```

kan returnera. I annat fall, om något inte stämmer, rensas seriellmonitorn och funktionen väntar på att ett nytt meddelande ska komma.

När meddelandet sedan läses finns två uppgifter, varav ena uppgiften är att kolla om antalet tecken som användaren vill skicka ligger under den godkända gränsen. Denna gräns kan enkelt ställas in i mjukvaran. Om teckenlängden inte uppfyller kraven returneras ett booleskt värde; Sant vid godkänt antal tecken, annars Falskt. Den andra uppgiften är att därefter översätta decimaltalet *meddelandelängd* till en binär representation som förvaras i en array *paketstorlek*.

I `parse_message` (Pseudokod 2) översätts och kontrolleras att det inlästa meddelandets tecken är godkända. Detta sker genom en jämförelse med teckentabellen, se Bilaga A.1, för varje tecken i meddelandet. Om ett tecken blir godkänt kommer det samtidigt att översättas till dess motsvarande binärkod. Den fullständiga översättningen sparas i *binärsekvens*. I tolken integreras även faskorrigeringsbitar, se avsnitt 3.3, vid vart 5:e tecken, det vill säga var 25:e bit. Om ett meddelande inte passerar tolken skrivs ett felmeddelande ut på seriellmonitorn och funktionen returnerar.

Pseudokod 2 Sändare: Läsa meddelande, längdkontroll och tolk för inskrivet meddelande

```
1: function ENTER_MESSAGE
2:   print "Skriv in meddelande: "
3:   repeat
4:     if Seriellport har fått något then                                ▷ Kollar i portens buffer
5:       starttid ← nuvarande tid
6:       meddelandelängd ← längden på dataströmen
7:       call CALCULATE_PACKAGE_SIZE                                    ▷ Pseudokod 2
8:       if meddelandelängd ≠ 0 then
9:         call PARSE_MESSAGE                                        ▷ Pseudokod 2
10:        if Tolken och översättning lyckad then                    ▷ Sker i Pseudokod 2
11:          Inmatning är lyckad
12:        else
13:          Rensa serialmonitor
14:        end if
15:      end if
16:    end if
17:  until Inmatning är lyckad
18: end function

19: function CALCULATE_PACKAGE_SIZE
20:   if meddelandelängd < maximal meddelandelängd then
21:     print meddelandelängd
22:     paketstorlek ← (meddelandelängd)2
23:   else
24:     print "Du försöker skicka för många tecken!"
25:     meddelandelängd = 0
26:   end if
27: end function

28: function PARSE_MESSAGE
29:   for inkrementera i → meddelandelängd do
30:     karaktärfel = 1
31:     if (i > 0) ∧ (i mod 5 = 0) then
32:       append Phase Correction → binärsekvens
33:     end if
34:     for inkrementera h → längden av giltiga tecken do
35:       if (meddelande[i] = giltiga tecken[h]) then
36:         Översätt ett tecken till binärt enligt teckentabellen                ▷ Bilaga A.1
37:         append meddelande[i] → binärsekvens                            ▷ Port 4 enl. Pseudokod 1
38:         karaktärfel = 0
39:         Bryt for-loop
40:       end if
41:     end for
42:     if karaktärfel then
43:       Skriv ut felmeddelande
44:       return Tolkning misslyckades
45:     end if
46:   end for
47:   return Tolkning lyckades
48: end function
```

Det sista steget i sändningen är att skicka ut binärsekvensen som spänningspulser, se `send_message` i Pseudokod 3. Först uppdateras binärsekvensens Size Package. Detta sker först här för att låta tolken, samtidigt som översättningen, kontrollera att meddelandet faktiskt kan skickas. Därefter beräknas hur många bitar lång hela sändningen är. *sekvenslängd* används sedan för att iterera igenom *binärsekvens* därefter det skickas en bit. (Output) representerar Arduinons Port 4 som initialiserades i Pseudokod 1. Utsignalen skickas fullständigt digitalt som en fyrkantsvåg med en uppdateringsfrekvens *klockfrekvens* = 1000 bitar/s. Efter att hela *binärsekvens* har itererats igenom avslutas sändningen med ett meddelande till sändaren på seriellmonitorn.

Pseudokod 3 Sändare: Skicka meddelande, Package Size och Beacon

```

1: function SEND_MESSAGE
2:   call ADD_PACKAGE ▷ Pseudokod 3
3:   sekvenslängd ← |binärsekvens|
4:   print "Skickar meddelande..."
5:   for inkrementera i → sekvenslängd do
6:     if ∃(sekvens[i]) then
7:       1 → (Output)
8:     else
9:       0 → (Output)
10:    end if
11:    Vänta en klockperiod
12:  end for
13:  0 → (Output)
14:  print "Meddelande skickat på" + (starttid - nuvarande tid)
15: end function

16: function ADD_PACKAGE
17:   Läger till paketstorlek till binärsekvensen
18: end function

19: function ADD_BEACON
20:   Läger till beacon-sekvens till binärsekvensen
21: end function

```

4.2.4 Mottagarens mjukvara

`setup` i Pseudokod 4 visar initialiseringsinstruktionerna för mottagaren. Likt för sändaren inrättas en av mikrokontrollerns hårdvaruportar som en Input-port för digital avläsning. Eftersom mikrokontrollern läser av digitalt måste signalen bli digital inom kretsen vilket är just en av dess primära uppgifter, se avsnitt 2. Därefter hanteras skärmen så att den är redo att användas.

Som för sändaren startas en loop efter initialiseringen, se `loop` i Pseudokod 4. Loopen har som uppgift att ständigt kolla om det inkommer en signal. När det väl inkommit något kommer den börja avläsa innehållet. Den bedömer först signalens validitet i funktionen `calculate_frequency`, se Pseudokod 4. Efter det tolkas signalen till ett läsbart textmeddelande och visas sedan på mottagarskärmen. En tidsfördröjning på 0.5 s utförs efter ett meddelande lästs klart. Detta är en säkerhetsåtgärd som förhindrar signalkrockar, exempelvis om en bit skulle komma sent till avläsningen. Därefter återvänder programmet till att repetera avläsningsloopen inför nästa meddelande.

Frekvensberäkningsfunktionen i Pseudokod 4 har som uppgift att tolka signalens Beacon-segment. Som beskrivet i avsnitt 3.3 följer ett, för varje bit möjligt växlande, pulståg av digitala ettor och nollor (HIGH och LOW). Detta läses av mikrokontrollern med hjälp av dess inbyggda `pulseIn`-funktioner. Därefter kan bitfrekvensen beräknas. Anledningen till att tid tas, för att räkna ut frekvensen, på både HIGH- och LOW-pulserna är för att de kan vara olika långa. Det är bara teoretiskt att de faktiskt skickas ut med ett 50% förhållande mot varandra. För att börja den riktiga signalsamplingen bör den ske i mitten av varje bits tidsintervall. Därför tidsförskjuts signalupptagningen för en säkrare sampling.

Pseudokod 4 Mottagare: Setup, Avläsningsloop och frekvensberäkning

```

1: function SETUP
2:   Port 4  $\leftarrow$  (Input)
3:   Starta skärm
4:   Rensa skärm
5: end function

6: function LOOP
7:   if Signal  $\leftarrow$  (Input) then
8:     call CALCULATE_FREQUENCY
9:     bool_a  $\leftarrow$  (önskad frekvens - 100 < upptagen frekvens)
10:    bool_b  $\leftarrow$  (upptagen frekvens < önskad frekvens + 100)
11:    if bool_a  $\wedge$  bool_b then
12:      call READ_PACKAGE ▷ Pseudokod 5
13:      call READ_SIGNS ▷ Pseudokod 5
14:      Uppdatera skärmen
15:    end if
16:    Vänta 0.5 s
17:  end if
18: end function

19: function CALCULATE_FREQUENCY
20:  tid_H  $\leftarrow$  pulseIn(HIGH)
21:  tid_L  $\leftarrow$  pulseIn(LOW)
22:  klockperiod  $\leftarrow$  (tid_H + tid_L)/2
23:  upptagen frekvens  $\leftarrow$  1000000/klockperiod ▷ klockperiod i  $\mu$ s
24:  Vänta i (klockperiod · 8/6)  $\mu$ s
25: end function

```

I Pseudokod 5 läses och översätter ”Size Package”-segmentet till dess decimala representation. Som nämnts tidigare är Size Package viktigt för att låta mottagaren veta hur långt meddelandet är. Mottagaren vet vilka bitar som tillhör Size Package eftersom dess längd är fördefinierad. Som syns i funktionen läses 5 bitar in från digitalporten med den inbyggda funktionen `digitalRead`. För att göra inläsningen mer korrekt används en algoritm som beskrivs i Pseudokod 6, här kallas det endast för ”Vänta tills nästa period” vilket grovt beskriver algoritmen. Efter att alla bitar är avlästa översätts det segmentet till decimalt för användning senare.

`read_signs` (Pseudokod 5) har en liknande funktion som `read_package`, den största skillnaden är att denna del översätter signalen till tecken istället för siffror. I förväg, på grund av anledningar diskuterat i avsnitt 4.2.1, har det definierats en array *teckensekvens* som har en längd motsvarande antalet bitar som ett tecken består av. Det vill säga, i detta projekt: 5 bitar långt.

Bitarna kommer att försöka avläsas med hjälp av den information som protokollet, se avsnitt 3.3, medfört. Vi vet från `read_package` att meddelandet är *meddelandelängd* långt samt att det efter vart 5:e tecken följer ett faskorrigeringssegment. Något viktigt att upplysa är att rad 11 i Pseudokod 5 skiljer sig från Pseudokod 6 i hur "väntandet" utförs. I detta specialfall sker det på ett sätt som verkligen korrigerar faskörskjutningen istället för Pseudokod 6 som endast i förebyggande syfte minimerar faskörskjutning.

Sedan sker avläsningen som i `read_package`, med en mindre skillnad. När teckensekvensen gjorts decimal hämtas, med det värdet, ett tecken ur en lista med de giltiga tecknen. Därefter läggs detta tecken i slutet av en ny lista *meddelande* vilket slutligen kommer innehålla det textmeddelande som skickats.

Pseudokod 5 Mottagare: Avläsa Size Package, Data och translering av Data till tecken

```

1: function READ_PACKAGE
2:   for 6  $\cup$  do
3:     append (Input)  $\rightarrow$  paketstorlek
4:     Vänta tills nästa period ▷ Pseudokod 6
5:   end for
6:   meddelandelängd  $\leftarrow$  (paketstorlek)10
7: end function

8: function READ_SIGNS
9:   for inkrementera i  $\rightarrow$  meddelandelängd do
10:    if (i > 0)  $\wedge$  (i mod 5 = 0) then ▷ Phase Correction bits
11:      Vänta tills nästa period ▷ Korrigerar faskörskjutning, Pseudokod 6
12:    end if
13:    for 5  $\cup$  do ▷ 5 bit/tecken
14:      append (Input)  $\rightarrow$  teckensekvens ▷ Sekvens för ett tecken
15:      Vänta tills nästa period ▷ Pseudokod 6
16:    end for
17:    append giltiga tecken[(teckensekvens)10]  $\rightarrow$  meddelande
18:  end for
19: end function

```

För att göra inläsningen mer korrekt används och beräknas, vid flera ställen, en *tidsskillnad* som är till för att ta hänsyn till tiden det tar för mikrokontrollern att utföra sina beräkningar mellan två punkter *tid_0* och *tid_1*. I och med att signalfrekvensen är känd sedan tidigare kan man, genom Pseudokod 6, nu enkelt ta reda på när nästa sampling bör ske. Efter att uträkningstiden noterats väntar funktionen alltså i (*klockperiod* – *tidsskillnad*) μ s. I Pseudokod 6 ses också vart uträkningarna tar plats. Detta syftar då på de operationer som står ovan där denna kallas.

Pseudokod 6 Mottagare: Vänta tills nästa period

```

1: tid_0  $\leftarrow$  nuvarande tid
2: Operationer utförs här
3: tid_1  $\leftarrow$  nuvarande tid
4: tidsskillnad  $\leftarrow$  (tid_1 – tid_0)
5: Vänta i (klockperiod – tidsskillnad)

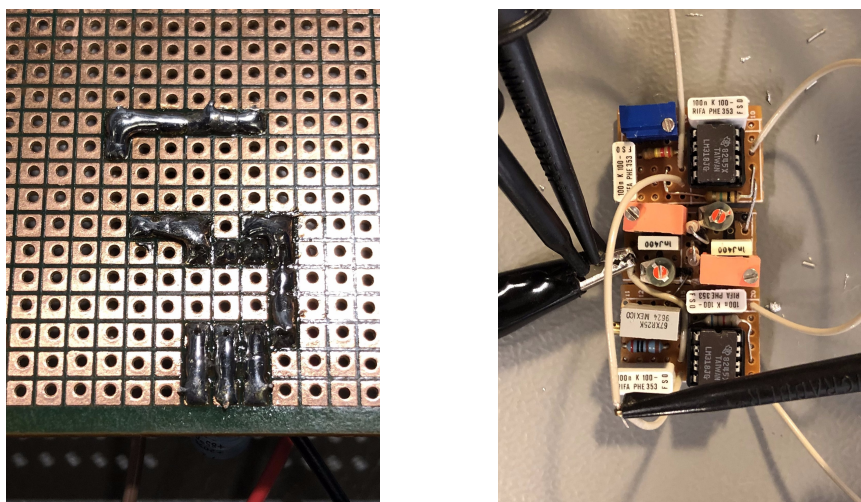
```

4.3 Byggnadsprocess av kretsarna

Byggnadsprocessen skedde ofta genom flera personer samtidigt och var uppdelad i en rad moment. Byggandet i elektronikväg delades upp i separata moduler likt uppdelningen av projektet i avsnitt 2. Detta förde med sig både för- och nackdelar. Fördelen var främst att systemet var modulärt uppdelat. Detta gjorde det enkelt att först separat testa varje moduls funktion, för att sedan testa flera moduler tillsammans. Däremot var det också en nackdel att testa ungefär 6-7 moduler då det var tidskonsumerande. I kombination med detta fick gruppen ständigt en dos av att det simulerade och modellerade systemet inte var en direkt koppling till verkligheten. Därmed har förändringar i flertal systemdetaljer gjorts gentemot den beskrivna lösningsmetoden. Dock bibehålls den övergripande modellen och signalvägen, bortsett från att ytterligare ett förstärkarsteg sattes in efter filtret. Vad dessa förändringar är, och motivationen till dem följer i nedanstående delar.

4.3.1 Att konstruera kretsarna

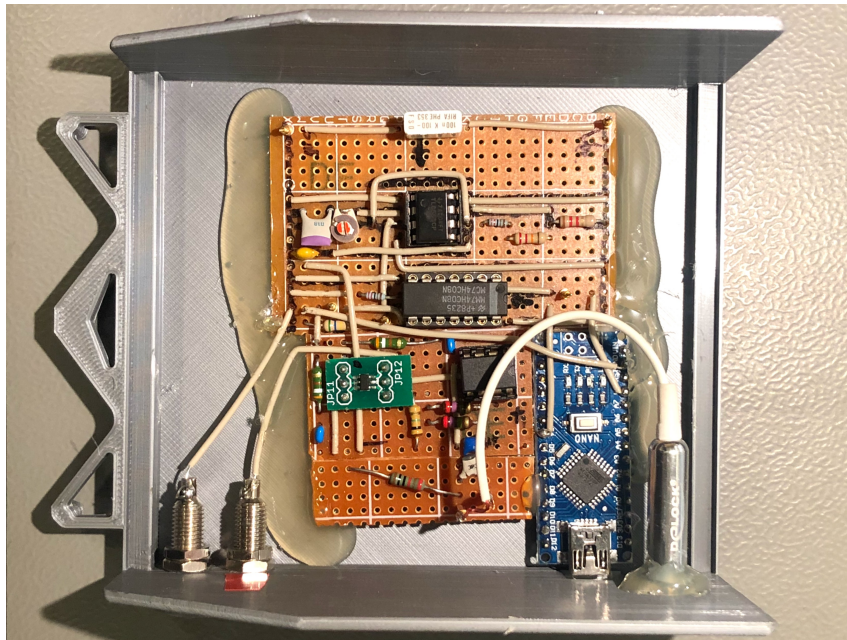
Alla de kommande kretsarna skapades med samma metod. Varje modul tilldelades till en av två gruppmedlemmar vilka ansvarade för att bygga kretsarna. Allt arbete gjordes på enkelsidiga prototypkort med kopparsladdar och lodspår, se figur 13. Efter att två, med varandra tillhörande, moduler färdigställdes och godkänts i individuella test, limmades de ihop med limpistol och sammankopplades med koppartråd. Därefter testades deras funktion tillsammans och eventuella korrigeringar gjordes för att få de att fungera tillsammans. Processen repeterades tills hela sändaren och mottagaren var klara.



Figur 13: Två olika exempel på hur komponenter är kopplade på enkelsidiga prototypkort

4.3.2 Signalgenerering

I avsnitt 2.1 beskrivs signalgenereringen. Först genereras signalen i mikrokontrollern som skickar ut en dataström ur Port 4. Dataströmmen simulerades som en simpel rektangelvåg vid 1000 bitar/s från en vanlig funktionsgenerator. För att kombinera dataströmmen med bärvågen på 120 kHz krävdes två integrerade kretsar, en 555 klocka och en AND-grind, båda beskrivna i avsnitt 3.2.1. De två integrerade kretsarna var sammansatta på ett prototypkort vilket är det största i sändaren och överst i figur 14.

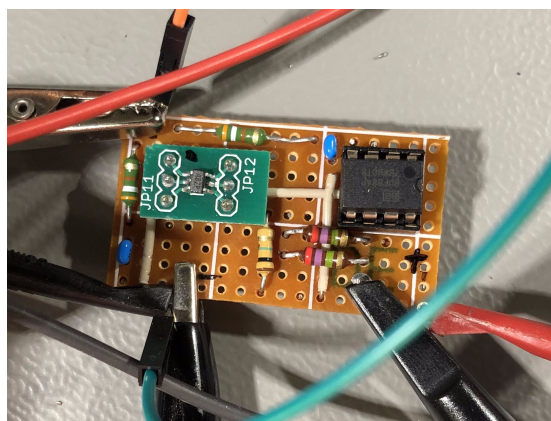


Figur 14: Den färdigställda sändaren under huven.

4.3.3 Förstärkning i sändaren

En säregen komponent i systemet är operationsförstärkaren i sändarkretsen. Denna MAX4012 valdes för att uppnå de specifika krav som ställdes i denna del av kretsen, se avsnitt 3.2.1, och det var den enda funna som gjorde det. Av denna anledning var det extra viktigt att inte överbelasta och förstöra detta steg som det gjordes med vissa andra förstärkare. Ytterligare märkvärdig blev komponenten då den olik alla andra var i ytmonteringsformat och därav krävde sin egen adapter till hålmonteringsformat, se figur 15.

Direkt i samband med denna placerades halva resonanskretsen. Då resonanskretsen inte enbart består av spolen, utan även en kondensator och resistor, fick dessa direkt sammankopplas med förstärkaren.



Figur 15: Sändarförstärkare med strömbuffer.

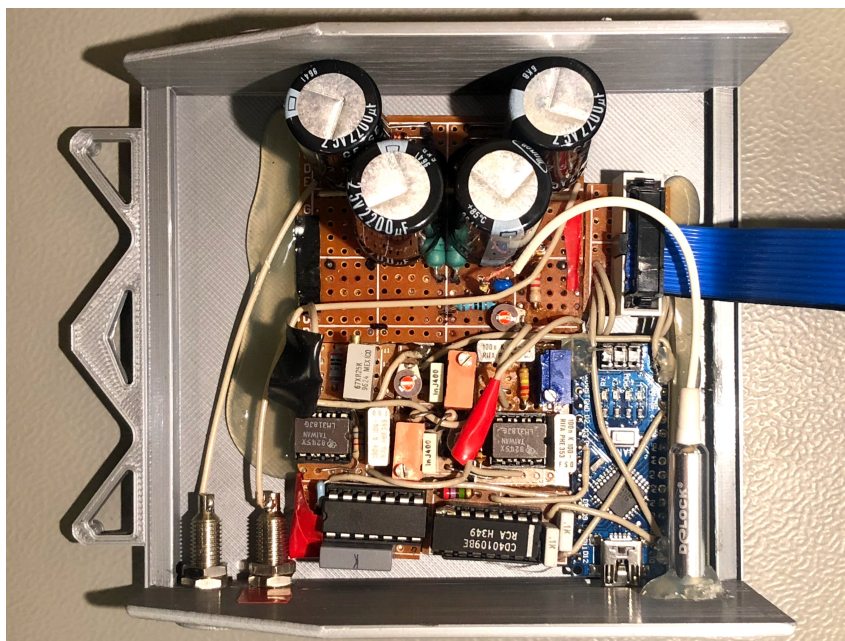
4.3.4 Mottagarens spänningsdelare

Man ser relativt tydligt tre horisontellt fördelade kretssegment i figur 16. Mottagarens spänningsdelare är det segment längst upp med de stora kondensatorerna. Denna del skapar en virtuell jord vid,

den från utsidan sedd, spänningsnivån $+6\text{ V}$ från de givna 12 V . Denna uppdelning görs för att försörja mottagarens förstärkare med $\pm 6\text{ V}$ relativt den virtuella jorden.

Dock innan det, först i hela kretsen, men också placerat på samma prototypkort som spänningsdelaren, är mottagarens halva resonanskrets. Utmärkande av sladden till spolarnas 3.5 mm -kontakt, kan resonanskretsen synas i det nedre högra hörnet av prototypkortet där en av de tydligare komponenterna är en rund varierbar kondensator. Dessa sorters kondensatorer används vid flera ställen i kretsen för att kunna finjustera och optimera kretsen efter att den konstruerats. Exempelvis gällande denna, om man väljer att vrida på den, skulle självsvängningsfrekvensen i resonanskretsen ändras och därmed påverka hela systemet. Spänningsdelaren låg till grund för spänningsmatning av mottagaren på grund av behovet att förstärka växelströmssignaler med operationsförstärkare, som då kräver positiv och negativ spänning för att fungera. Sändaren drivs därmed inte med spänningsdelaren, utan matas med den spänning som spänningsdelaren matas med.

Gällande valet av matningsspänning, så sattes denna till 12 V på grund av att gruppen ansåg det smidigt att driva både sändar- och mottagarkretsar med samma spänningsnivå. Då förstärkaren i sändaren har ett övre tak för dess matningsspänning på just 12 V , valdes denna nivå då det är den maximala nivån gruppen kan nyttja sig av utan ytterligare kretsar.



Figur 16: Den färdigställda mottagaren under huven.

4.3.5 Filter och förstärkare

Det mittersta prototypkortssegmentet i figur 16, vilket är mest komponenttät, innefattar först en förstärkare, sedan ett bandpassfilter och till sist ytterligare en förstärkare. I lösningsdesignen var tanken att endast använda den första förstärkaren innan filtret. Däremot insågs det att denna lösning var otillräcklig. Filtret dämpade signalen ansenligt och ytterligare förstärkning innan filtret var ej möjligt, då signalen förstärktes upp till matningsspänningen. Således implementerades ytterligare en förstärkare efter filtret.

4.3.6 ADC

En helvåglikriktare konstruerades och värdet för glättningskondensatorn togs ifrån kretsimulationen.

4.3.7 Schmittrigger

När schmittriggern först implementerades förväntades signalamplituden inför denna modul vara ungefär 5 V. I och med komplikationerna i avsnitt 4.3.5 kunde schmittriggern inte ha en omslagsnivå så högt. Det valdes istället att sänka denna till 3.3 V. För att möta mikrokontrollerns avläsningskrav behövdes ett mellansteg som kunde förstärka den nu digitala signalen. Detta gjordes med en logiknivåskiftare. En logiknivåskiftare är en byggsten i digital logik för att översätta en logisk etta motsvarande en spänningsnivå, till en logisk etta för en annan spänningsnivå. I detta fall var detta mellan 3.3 V och 5 V, då amplituden för signalen passade bättre 3.3 V nivå, men mikrokontrollerns digitala avläsning sker vid 5 V. Utöver detta, finns det 3.3 V och 5 V uttag på den använda mikrokontrollern, så schmittriggern kunde enkelt matas med den lägre spänningen, och logiknivåskiftare kunde även den, lätt förses med både den lägre och den högre spänningsnivån som den behövde för att korrekt skifta nivå.

4.3.8 Skärm

Skärmen som användes var en 128x64 svartvit OLED skärm. Den användes för att presentera det skickade och mottagna meddelandet vid mottagaren. I och med att den sitter i locket av lådan samt att den styrs av portar med säregen pinordning gjordes ett eget kontaktdon, som syns till höger i figur 16, för dess koppling till mikrokontrollern. Då skärmen redan är en färdig modul, med färdigt kodbibliotek för drift, var det bara för programmeringsansvarig att koppla rätt pinnar från skärmen till mikrokontrollern. Detta ledde till att skärmen användes tillsammans med resten av systemet först i slutskedet av byggandet.

4.4 Tester och verifiering

4.4.1 Spolarnas induktans

När spolarna hade lindats, testades deras elektriska egenskaper prompt. Dessa eftersökta egenskaper är självinduktans, kopplingsfaktor och resistans. Instrumentet som användes för detta var en LCR-mätare, vars två mätterminaler kopplades till dess vardera ände av vardera spole. Med spolarnas faktiska induktanser och resistanser kunde därmed kapacitanser och resistanser för resonanskretsarna dimensioneras. De uppmätta självinduktanserna och resistanserna var ungefär 4.5 mH och 20 Ω , vilket är nära de tidigare simulerade och beräknade värdena, ungefär 4.37 mH och 20.1 Ω respektive.

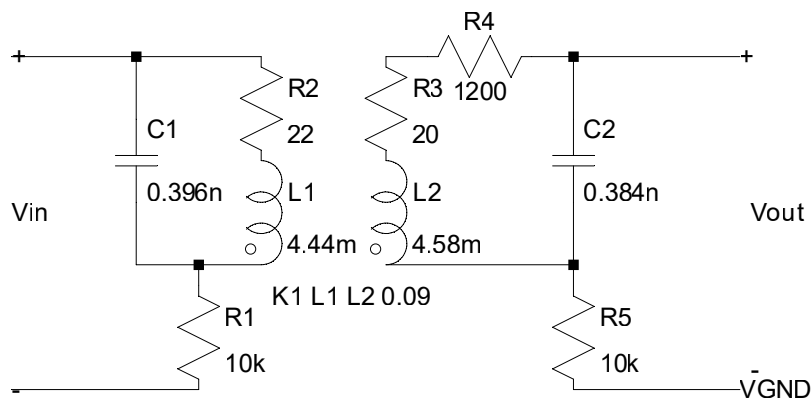
Kopplingsfaktorn testades genom att använda metoden som beskrivs i slutet av avsnitt 3.1. Med ett oscilloskop mättes den kortslutna självinduktansen L_S och med ekvation (9) beräknades värdet på kopplingsfaktorn.

4.4.2 Test av SSM och PTS krav

Varken SSM eller PTS krav testades utan gruppen förlitade sig på de teoretiska beräkningar som utförts. Energin som matades till sändarspolen var för låg för att överskrida de gränsvärden som SSM och PTS definierat, återfinns i [19] och [20]. De teoretiska beräkningarna hade medvetet för höga värden på konstanter, till exempel strömstyrkan, för att med god marginal inte överskrida gränsvärdena.

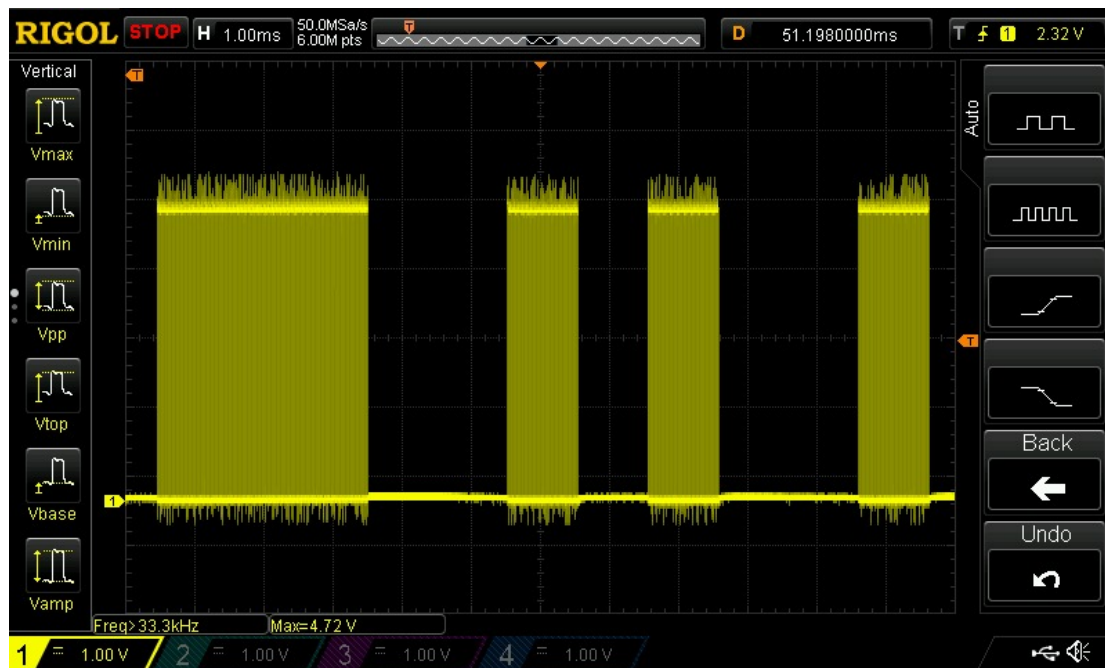
4.4.3 Tester av resonanskretsarna

Ett krav från kursledningen, var att ett frekvenssvar för systemet skulle kunna presenteras. För att åstadkomma detta, valdes det i detta fall att definiera systemet som de passiva kärnkomponenterna i resonansdelen av det hela systemet. Anledningen till att detta gjordes var på grund av att gruppen ansåg att detta var det enda frekvensberoende testet som var logiskt och givande. Kretsschema för testet ges av figur 17. Då resonanskretsarna består av endast passiva elektriska komponenter, kan resonanssystemet ses som ett LTI-system. Därmed kan ett test ställas upp för att få fram resonanssystemets överföringsfunktion enligt principen: "sinus in, sinus ut". Spolarna ställdes på inbördes cylinderaxelavstånd 20 cm. Som insignal till systemet gavs en ren sinus med toppvärdet $\hat{V}_{in} = 10$ V. Frekvensen för denna signal varierades i jämna steg för att se signalamplitudens frekvensberoende, något som presenteras under avsnitt 5. För varje steg lästes toppvärdet \hat{V}_{out} av med ett oscilloskop. Utöver det test som krävdes från kursadministrationens sida, drev gruppens nyfikenhet igenom ytterligare två gedigna avståndstester med liknande uppställning. Avståndstestens syfte var att undersöka hur amplituden i mottagardelen förändrades, när spolarna flyttades ifrån varandra. I det första testet flyttades de i cylinderaxelled, från 20 cm till 1 m i steg om först 5 cm, sedan 10 cm. För varje steg lästes \hat{V}_{out} av med ett oscilloskop. Då avståndstesterna var tänkta att replikera systemets beteende i drift, valdes som insignal här samma amplitud som frekvenssvartestet och med en frekvens på 120 kHz, vilket är den bärvågsfrekvens som systemet bygger på. Det andra avståndstestet gick till som så att spolarna ställdes likt tidigare, på 20 cm avstånd parallellt med varandra och förskjöts sedan i sidled i steg om först 1 cm sedan 5 cm. För varje steg lästes \hat{V}_{out} av med ett oscilloskop.



Figur 17: Kretsschema för mätning av frekvenssvar och avståndsbeteende

Utöver dessa vad man skulle kunna kalla för teoretiska tester, utfördes ett avståndstest med det kompletta systemet i drift. Då fastställdes det att systemet fungerar utmärkt med ett



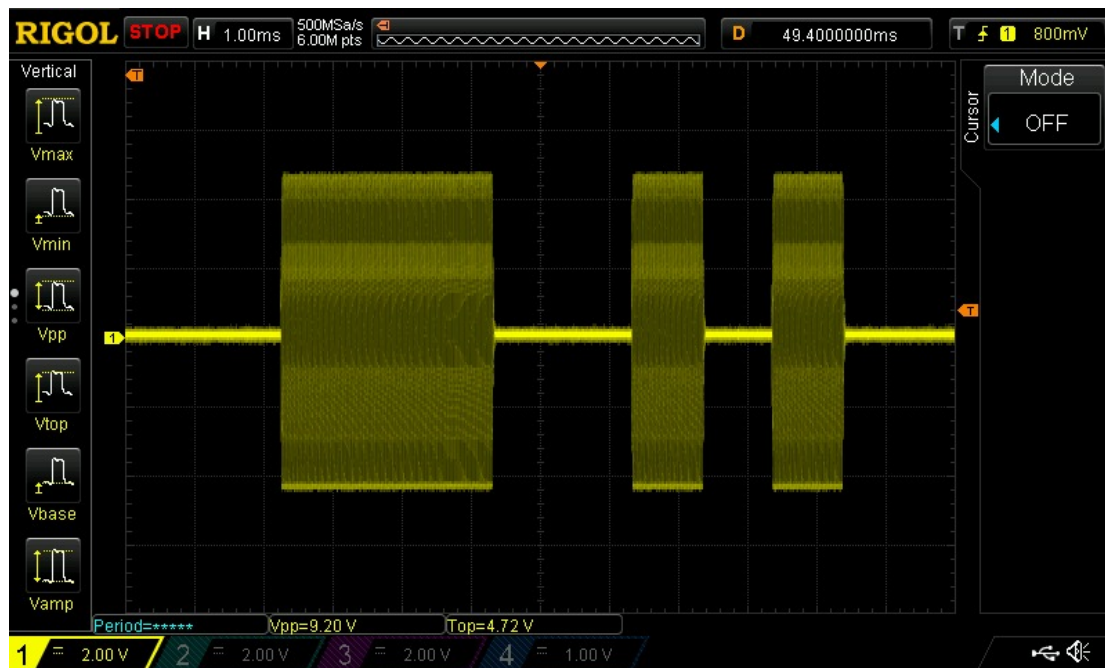
Figur 18: Uppmätt riktig (ej simulerad) signal efter AND-grind

spolavstånd på 20 cm till ca 40 cm. I anslutning till detta mättes även spänningen över R_4 när en logisk etta skickades genom systemet.

4.4.4 Tester av sändarhårdvaran

Så snart en modul framställts, sattes det upp ett test för att säkerställa att den nyproducerade modulen fungerade som den skulle. I sändarhårdvarans fall skedde detta i några olika steg och inte allt på en gång. Först ut var bärvågsgeneratoren. Den förseddes med en matningsspänning på 5 V, sedan probades dess utgång med ett oscilloskop. Med den ständigt oscillerande utgången, kunde gruppen då se att bärvågen hade en 50 % arbetscykel, med en någorlunda korrekt frekvens. För att råda bot på frekvensen, monterades därmed en varierbar kondensator parallellt med den befintliga kondensatorn vid bärvågsgeneratoren. Då frekvensen från generatoren beror på bland annat summan av denna kapacitans, kunde nu frekvensen från generatoren finjusteras in till 120 kHz. Sedan var det AND-grindens tur. Bärvågen kopplades till en AND-grinds ena ingång, till den andra ingången kopplades en funktionsgenerator som genererade en DC-fyrkantsvåg med frekvensen 1000 Hz, 50 % arbetscykel och med amplituden 5 V. Detta som simulering av meddelandets bitsekvens vilken annars utkommer ur sändarens mikrocontroller. Genom mätning med oscilloskop på AND-grindens utgång, se figur 18, bedömdes testet vara lyckat.

Därnäst testades förstärkaren för sändaren, med strömbuffer. Förstärkaren försågs med en matningsspänning på 12 V, och på ingången kopplades en funktionsgenerator som genererade en DC-fyrkantsvåg med frekvensen 120 kHz, arbetscykeln 50 % och amplituden 5 V. Detta för att simulera bärvågen från bärvågsgeneratoren. Återigen, med hjälp av oscilloskop, bedömdes testet vara lyckat då förstärkaren fungerade som önskat. Därmed återupprepades AND-testet, fast med förstärkaren denna gång. Då matades förstärkaren med den modulerade signalen ifrån AND-grinden. Testet var också det lyckat.



Figur 19: Uppmätt riktig (ej simulerad) signal efter mottagarens resonanskrets

4.4.5 Tester av mottagarhårdvaran

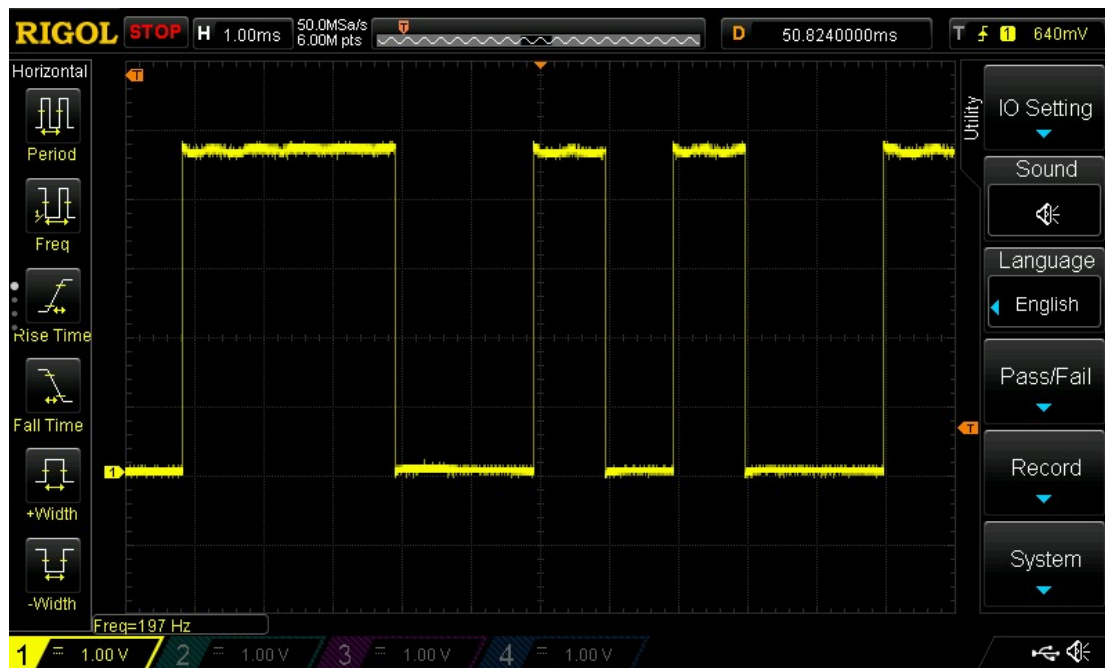
Först testades filtret. Instrument för detta var en spektrumanalysator. Till ingången av filtret kopplades spektrumanalysatorns egna signalutgång, till filtrets utgång, kopplades spektrumanalysatorns mätgång via en vanlig oscilloskopprob. Därefter mättes filtrets frekvenssvar upp och kunde dessutom justeras in, så att 120 kHz var den frekvens som dämpades minst. Utöver det, uppvisade filtret det önskade bandpassbeteendet och andra tester kunde utföras.

Därefter var det första förstärkarens tur. Då mottagaren behandlar en växelströmssignal fram till likriktning, matades förstärkaren med ± 6 V matningsspänning, och insignal från en funktionsgenerator som genererade en AC-sinusvåg med frekvensen 120 kHz, arbetscykeln 50 % och amplituden 2.7 V, för att substituera den simulerade spänningen vid mottagarspolen vid en logisk etta som skickas genom systemet. Utgången till förstärkaren probades med ett oscilloskop. Genom oscilloskop bedömdes testet lyckat då förstärkaren förstärkte till önskad nivå.

Därefter sattes förstärkaren och filtret ihop och testades på liknande sätt som förstärkaren. Här inser dock gruppen att amplituden inte räcker till och att mottagaren behöver ytterligare ett förstärkarsteg, då första förstärkarsteget inte kunde förstärka mera. Ytterligare ett förstärkarsteg konstruerades och testades på samma sätt, dock med ny amplitud för insignalen. Som innan lyckades även detta test. Härmed kunde förstärkare, filter och förstärkare testas tillsammans, likt testet för förstärkare och filter. Även detta test visade tillfredsställande resultat, se figur 19, så förstärkar- och filterdelen av kretsen ansågs färdig.

Därefter stod ADC-delen av mottagaren på tur. Först testades likriktarbryggan med en funktionsgenerator som genererade en AC-sinusvåg med frekvensen 120 kHz, arbetscykeln 50 % och amplituden 6 V. I första skedet var det problematiskt att få en halvåglikriktare att överhuvudtaget fungera med den givna insignalen. Flera uppkopplingar av likriktare med olika modeller av dioder testades med flera olika funktionsgeneratorer. Helvåglikriktaren bedömdes efter dessa tester som problematisk och opålitlig. De gånger halvåglikriktaren fungerade, var amplituddämpningen för stor, för att väga upp dess fördel med att likrikta hela signalen. I lösningsförslaget föll valet på just halvåglikriktare för att bevara maximalt av signalenergin,

ett beteende som inte uppvisades i denna applikation. Under testerna föddes idén att byta till en simpel diodhalvvågslikriktare istället. En sådan konstruerades och testades på samma sätt med mycket mer attraktiva resultat. Halvvågslikrikaren fungerade utan strul och dämpade signalen ansenligt mindre. Därmed förkastades helvågslikriktare helt och hållet, till fördel av halvvågslikriktare. En möjlig anledning till att helvågslikriktare inte fungerade som tänkt, är att spänningsfallet över de fyra dioderna var för lågt för att få någon eller några av dioderna att leda.



Figur 20: Uppmätt riktig (ej simulerad) signal in till mottagarens mikrokontroller

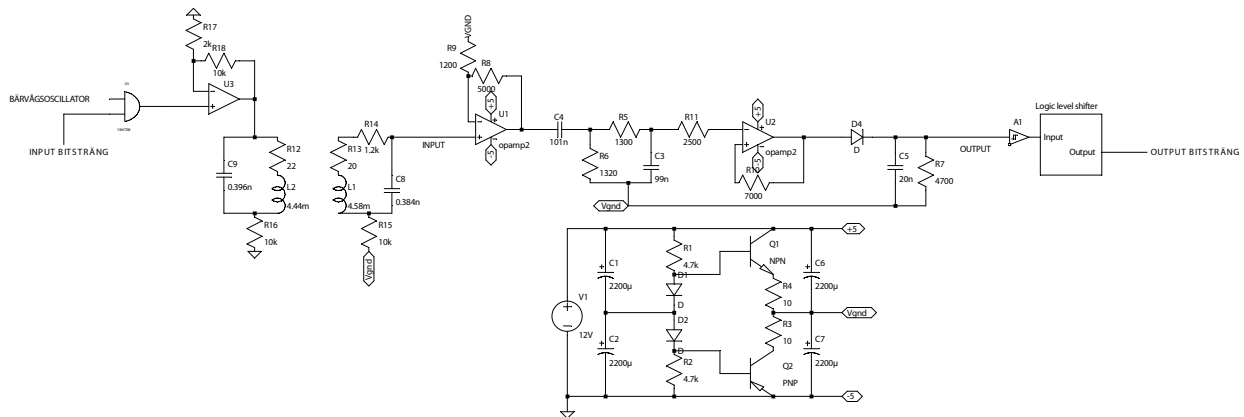
Efter likriktaren behövs då således signalen stabiliseras ytterligare. Detta sker med en schmittrigg. Efter att schmittriggern kopplats upp och försetts med en matningsspänning på 5 V, paradades den ihop med likriktaren och ytterligare ett test likt det förra tog plats. Hela ADC-delen uppvisade här det önskade beteendet att ge en stabil likströmssignal på 5 V, logisk etta, när den förseddes med signalen: AC-sinusvåg med frekvensen 120 kHz, arbetscykeln 50 % och amplituden 6 V. Samt en logisk nolla när insignalen var noll. Efter komplikationerna enligt avsnitt 4.3.5, behövdes således logiknivåskiftaren testas även den. Först skedde ett enskilt test för att säkerställa att den givna integrerade kretsen hade den önskade funktionen. Detta skedde genom att förse kretsen med den låga och höga referensspänningsnivå, för att sedan förse ena ingången till skiftaren med en logisk etta för den lägre spänningsnivån, och observera med ett oscilloskop, att signalen faktiskt skiftades upp till 5 V. Därefter testades schmittriggern i serie med nivåskiftaren på liknande sätt. Oscilloskopet visade en fin, relativt stabil och god, digital signal, se figur 20. I och med det ansågs testet av den sista modulen vara lyckad.

4.4.6 Tester av mjukvara

Verifiering av att mjukvaran fungerar som den ska har skett stegvis under hela utvecklingen. Seriellemonitorn har varit till stor hjälp då den har använts kontinuerligt genom hela mjukvaruutvecklingen för felsökning i både mottagare och sändare. Vid ett stadie kopplades mottagar-Arduinon till sändar-Arduinon vilket gjorde att enheterna kunde testas gentemot varandra vilket gav bra testmöjligheter. När de två mikrokontrollerna testades med varandra gjordes det genom två seriellportar, en för vardera, vilket gav fullständig kontroll över hur de båda delarna skulle uppföra sig.

Det har även gjorts sluttester för att försäkra sig om att produkten, men framförallt mjukvaran har en hög tillförlitlighet när det gäller att skicka icke-korrumpierade meddelanden. 50 meddelanden av olika längd och innehåll skickades genom produkten, där alla meddelanden utom i ett fall överfördes felfritt. Med det uppskattas produktens säkerhet till 98 %.

5 Resultat



Figur 21: Det slutgiltiga systemet

5.1 Verifiering gentemot krav

De generella kraven beskrivs i Kurs-PM för kursen. Gruppens specifika krav och kraven från Kurs-PM formuleras i avsnitt 1.4.

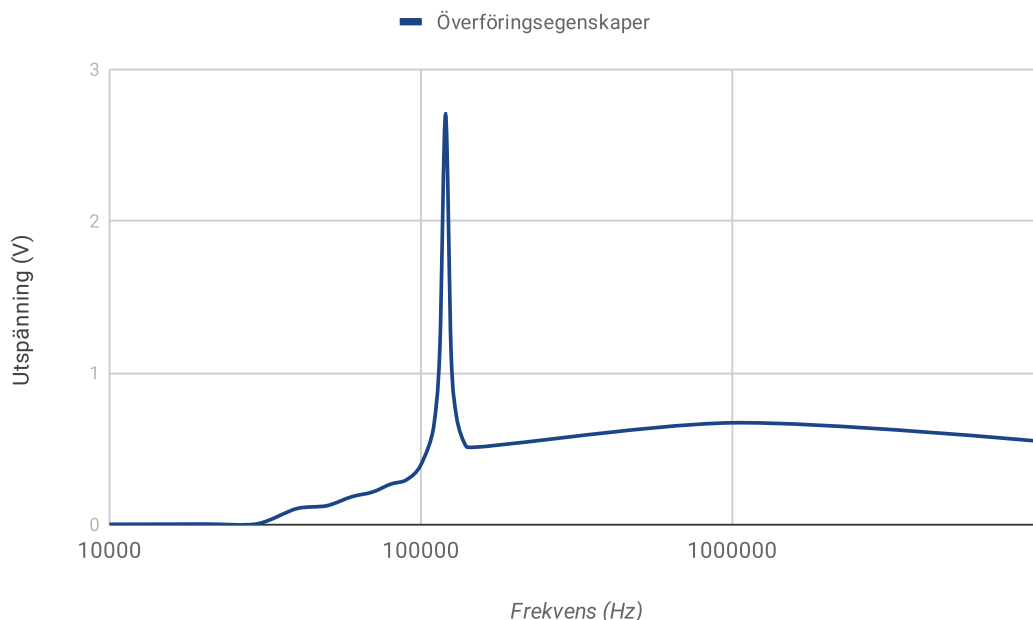
Verifiering av generella krav:

- Systemet har kopplade spolar som klarar av att överföra på avståndet 20 cm.
- Spolarnas diameter överskrider ej 100 cm. Gruppens val av spolar motiveras i avsnitt 4.1.1.
- Strålsäkerhetsmyndighetens gränsvärden för magnetfält får inte överskridas och systemet måste uppfylla PTS krav för sändare i det valda frekvensområdet.
- Överföringen sker otvivelaktigt under gränsen 5 s med mycket god marginal. Det skickade meddelandet presenteras på mottagarens skärm inom ett ögonblick efter att det inmatade meddelandet bekräftats med enter-tangenten på den inkopplade datorn till sändaren.
- Överföringen av information sker enbart genom induktiv koppling.
- Uppfyller kravet för Drivspänning och ström. Produkten kan drivas med elkub som högst levererar 25 V DC och maximalt 2 A.

Verifiering av gruppens krav:

- Sändarkretsen genererar en förutbestämd bärvåg med frekvens på 120 kHz.
- Systemet är resistent mot brus genom val av resonanskrets, se figur 22, samt genom filtrering
- Förstärkare vid filtret ökar signalstyrkan så att avståndet mellan spolarna kan ökas utan att det förvränger informationsinnehållet.
- Sändarens mikrokontroller kan läsa ett textmeddelande och formatera det enligt protokoll. Testades genom att överföra text och har en tillförlitlighet på 98 %, detta är en uppskattning som förklaras i 4.4.6.
- Mottagarens mikrokontroller kan läsa en sekventiell ström av digitala signalpulser och formatera om intagen data till ett textmeddelande.

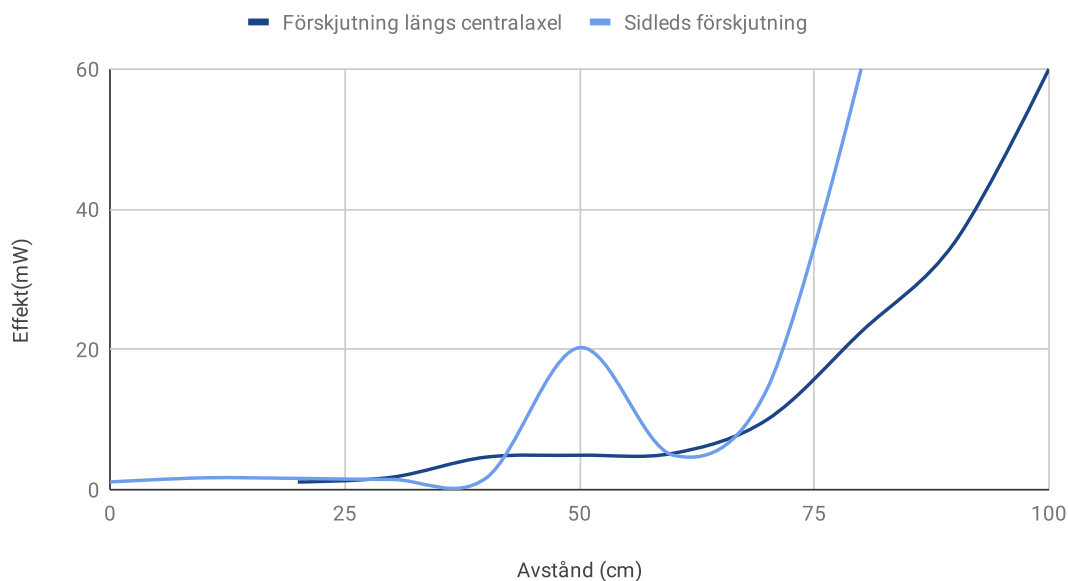
- Mottagarens mikrokontroller kan lyssna på dess ingångar efter en digital signal och sedan behandla det i realtid.
- Spolarna har 69 och 68 varv, vilket är mindre än det maximala taket på 200 varv.
- I mottagarspolen induceras en ström på 3.5 mA. Det vill säga att kravet inte uppfyllts.



Figur 22: Överföringsförmåga vid olika insignalfrekvenser. Inspänning i form av sinus med amplitud 10 V

I bilaga B.1 är det enligt strålsäkerhetsmyndigheten säkert att stå 1 cm från spolarna. Det tillåtna värdet på B-fältet är $6.25 \mu\text{T}$, vid 1 m. Utefter z-axeln är värdet på den B-fältet approximativt $0.044 \mu\text{T}$. Det är säkert att vistas närmare spolarna men en säkerhetsmarginal 1 cm införs vid en längre tids exponering. Vid 1 cm är B-fältet nära gränsvärdet, approximativt $6 \mu\text{T}$ i spolens centrum längs z-axeln. I [21] finns exempel som styrker bilaga B.1. Även PTS krav är uppfyllda enligt författningssamlingen [20], med samma metod som används i bilaga B.1 beräknas B-fältet vid 10 m och konverteras till $\text{dB}\mu\frac{\text{A}}{\text{m}}$. Vid 10 m är B-fältet 0.0471 nT vilket motsvarar $30 \text{ dB}\mu\frac{\text{A}}{\text{m}}$.

För att verifiera sändarens effektivitet testade gruppen att överföra en genererad sinussignal och mäta spänningen av signalen i mottagaren vid olika orientering till sändarspolen. Förflyttning från 20 cm till 1 m innebär en exponentiell tillökning av behövd effekt för att skicka ett meddelande enligt figur 22. I förflyttning i sidled vid ett avstånd 20 cm på solenoidens symmetriaxel uppfattas ett fenomen där spolarna åter får resonans när de är förhållandevis bredvid varandra och då kräver mindre effekt för att sända en signal. Överföringen är också energieffektiv då ingen förflyttning är gjord, se figur 23.



Figur 23: Krävd inducerad effekt för lyckad meddelandeöverföring vid förskjutning längs centralaxel och förskjutning ortogonalt mot centralaxel.

5.2 Slutgiltig funktion

Erhållna systemegenskaper:

- Systemet sänder och är optimerat för frekvensen 120 kHz.
- Kopplingsfaktor mellan spolar på 9 procent.
- Spolarna har 69 och 68 varv vardera.
- Överföringshastigheten är 1000 bitar per sekund vilket innebär 200 tecken per sekund.
- Systemet överför 50 tecken på ca 0.3 s.
- Överföring med 98 % precision vid 20 cm avstånd. Detta är en uppskattning som förklaras i 4.4.6
- Systemet anpassar meddelandets längd beroende på antal skickade tecken.
- Maximala signalenergin vid ett meddelande på 50 tecken är 460 mJ.
- Produkten drivs med spänning på 12 V. Uppfyller gruppens och uppgiftens krav.
- Spolarna har en radie på 20 cm.
- Det mottagna meddelandet visas på en inbyggd skärm.
- Systemet kan skicka 62 tecken per sändning.
- Systemet använder sig av en seriellmonitor för att läsa av den mottagna digitala signalen.
- Ingen extern mjukvara behövs, all mjukvara är inbyggd.

6 Diskussion

6.1 Analys av systemet

6.1.1 Analys av spolar

När simuleringsprogrammet Inca evaluerar situationen om $R \ll r$, avståndet mellan spolarna är mycket mindre än radierna, används numerisk integration. Spolarna i projektet kommer aldrig behöva integreras på ett sådant sätt då radierna är densamma som avståndet mellan dem. De simulerade värdena anses vara tillförlitliga då Inca använder approximationer som presenteras i avsnitt 3.1 och ger hög tillförlitlighet.

Spolarna är luftlindade för att vara så ideala som möjligt. De är lindade på plast med låg ledningsförmåga. I närfältet uppstår reflektioner som kan störa vågutbredningen. Detta är ytterligare en anledning varför luft används på båda sidor av systemet. Dämpningskonstanten håller sig jämfört med vågtalet, relativt lågt (luft har en $\tan(\delta) \ll 1$). Då projektet går ut på att använda spolar för att överföra information används just detta. Ett bättre sätt skulle vara att använda närfälts-antennerna för att ta emot de signaler som skickas, det hade givetvis ändrat hela lösningen både hårdvaru- och mjukvarumässigt.

Strålsäkerhetsmyndighetens krav uppfylls om ett säkerhetsavstånd på 1 cm införs. Approximationerna som används för att beräkna B-fältet vid givet avstånd är rimliga och kommer att vara ett värde som är högre än det verkliga värdet. Ändå införs ett säkerhetsavstånd då fältet närmar sig gränsvärdet vid 1 cm utmed fördefinierad z-axel, vilket kommer att gå genom spolarnas mitt längs horisontalaxeln. Fältet beräknas utmed z-axeln för att det är starkast där. Slutligen, enligt PTS krav § 13 i [20] för frekvenser 9.0 - 315 kHz ska den magnetiska flödestätheten inte vara högre än $30 \text{ dB}\mu\frac{\text{A}}{\text{m}}$ vid 10 m, vilket den inte är. Anses trovärdigt då de approximationer som används är bra, se bilaga B.1.

6.1.2 Analys av utformad elektrisk krets

I gruppens mening är resonansfenomenet och den implementerade lösningen för OOK, en elegant, välfungerande och simpel lösning. Dock är det framställda systemet inte utan förbättringsmöjligheter. Till exempel, ifall meddelandet skulle skickas mycket snabbare skulle en högre bärvågsfrekvens vara till hjälp. Detta för att snabbare bithastighet innebär kortare intervall för varje bit. Ifall bithastigheten görs tillräckligt hög, kommer en logisk etta bestå av endast transienter vid mottagaren. Detta kan kontrastas med högre resistans i resonanskretsen vid mottagaren. Detta kommer dock leda till lägre amplitud så förstärkarna kommer behöva förstärka mer. Till slut kommer även de nå en gräns. För att kringgå detta kan en högre bärvågsfrekvens vara hjälpsamt för att förkorta transienterna ytterligare.

Ett utav gruppens förspecifierade krav var att inducera en stöm med värdet 20 mA i mottagarspolen. Då detta krav grundade sig i en tidig simulation av systemet, med andra tidiga uppskattningar gällande parametrar för både resonanssystemet samt elektroniken. När systemet faktiskt konstruerades visade det sig att spolarna presterade bättre än förväntat tack vare deras faktiska egenskaper och därmed bedöms kravet som onödigt för det konstruerade systemet.

Det har även diskuterats inom gruppen under projekts gång ifall ett bandpassfilter verkligen har varit nödvändigt. Resonanskretsens frekvenssvar är så skarpt vid bärvågsfrekvensen, och

andra frekvenser än just den frekvensen dämpas så hårt, att störningar verkar orimligt. Dock valdes det säkra före det osäkra.

En från kursledningen tidigt kritiserad egenskap hos systemet, är faktumet att Beacon-delen i signalen inte skiljer sig på något sätt, från resten av signalen. Motivet var att Beacon skall vara enkel att upptäcka. Gruppens svar på detta är tredelat. Dels lades stort förtroende i den elektroniska delen, samt att om till exempel Beacon har högre amplitud, som några andra grupper har, varför inte ge hela signalen maximal amplitud för att få större överföringsmarginaler? Alternativt sett, utifrån systemkraven att minimera signalenergin, varför inte låta varje signaldel vara så liten som möjligt? Detta är då precis vad som gjorts, det sågs inte rimligt med olika amplitudnivåer på de olika signaldelarna. Hela signalen har getts samma signalstyrka, och verifikation av Beacon-delen görs i början av mottagningen, för att säkerställa att det är gruppens sändare som transmitterar ett meddelande och inte godtyckligt inkommande brus. Vilket leder till att även ifall något tillräckligt starkt brus skulle infalla runt bärvågsfrekvensen för att framkalla en logisk etta vid mottagarens mikrokontroller, skulle detta brus med största sannolikhet inte påverka systemet då bruset skulle behöva vara modulerat på samma sätt som gruppens system modulerar på. Gruppen anser därmed att möjligheten finns visserligen, men med alla motargument bedöms Beacon-frågan som ett icke-problem. Sist men inte minst ansågs det omständigt att implementera en Beacon med annorlunda egenskaper än den data som skulle skickas.

Ytterligare en kritiserad aspekt hos systemet är valet att använda sig av resonans, med argumentet att det gör systemet känsligt för brus. En del av motargumentet till detta har redan diskuterats, så det kommer inte återupprepas. Däremot kommer en eventuellt alternativ till implementationen av moduleringen diskuteras i avsnitt 6.2.1.

6.1.3 Analys av mjukvara och mikrokontroller

Om man utgår från målen är mjukvarans prestation och egenskaper mycket bra utformade. Målen nås utan problem med mikrokontrollerna och mjukvarans nuvarande utformning. Då ett 50 tecken långt meddelande skickas mer än 10 gånger snabbare än det förstådda kravet. Dessutom skickas meddelandet oavsett längd med hög säkerhet vilket gör mjukvaran mycket pålitlig, 98 % tillförlitlig.

Mycket kan kritiseras i mjukvarudelen, exempel på detta är att mjukvaran kan endast max läsa 62 tecken per gång via seriellporten, vilket är ett stort problem vid vidareutveckling om man vill kunna skicka längre meddelanden. Detta eftersom mycket behöver göras om i mjukvaran för att läsa fler värden.

Ett annat möjligt problem är att mikrokontrollen och mjukvaran är mycket beroende av att samplingen ska träffa rätt bitar. Om en försening skulle uppstå någonstans på vägen kommer signalen med stor möjlighet sampla fel vilket leder till att fel meddelande mottas.

Ur ett datalogiskt perspektiv bör dessa samplingsproblem spela liten roll då möjliga förseningar mellan dessa samplingar kan försummas. Detta stämmer dock inte i verkligheten, speciellt i dessa tidskänsliga funktioner, då synkronisering är allt. Här utgör verkligheten ett ordenligt problem då tidsfördröjningen att utföra olika operationer är mycket betydande. Detta gör att vissa säkerhetsåtgärder måste tas för att inte mjukvaran ska förstöra för sig själv. Detta är till stor skillnad mot det teoretiska fallet där detta kan anses vara onödigt.

6.2 Rekommendationer

6.2.1 Vidareutveckling av elektronik

Ett attribut som hade kunnat göra systemet mycket mer effektivt, är modulationstekniken. Det framställda systemet har låg spektral effektivitet; att det kräver väldigt många svängningar för att överföra en bit. Därmed kan effektiviteten hos systemet ökas markant ifall mer avancerade modulationstekniker används, såsom Binary Phase Shift Keying (BSPK), som uppnår en effektivitet på 1 bit/Hz. Dock kräver detta mer avancerade kretsar och sågs inte som givande för den givna nivån på projektet. Då fungerar även inte resonansfenomenet, och annan excitation får konstrueras. Ett exempel på det konstuerade systemets låga spektrala effektivitet, ges i figur 19. Vid en snabb inspektion ges det att systemet kräver många svängningar för att överföra en bit och därmed är spektral effektivitet en attribut som skulle kunna förbättras i systemet.

Ett alternativ till att nyttja sig av resonans, är att använda en förstärkare som "tvingar" igenom en modulerad signal genom sändarspölen. Sen skulle då signalupptagning ske på liknande sätt som implementerat, förutom resonans det vill säga. Ett för gruppen omständigt moment, skulle då bli att implementera själva modulationen av signalen för ett system utan resonans. En eventuell implementation skulle vara att konstruera en bärvågsgenerator som skapar en sinusvåg vid en väl vald frekvens, för att sedan låta denna sinusvåg vara ena ingången till en analog multiplexer, samt jorda den andra ingången. Därmed kan en förstärkare matas med antingen jord eller bärvågen, beroende på om en etta ska skickas genom systemet eller ej. En fördel med denna lösning är att det ger mer kontroll över hur mycket ström som flödar genom spölen då både förstärkningsnivå, samt resistans i serie med spölen, lätt skulle kunna justeras. Något som inte gavs i den implementerade lösningen.

En förbättringsmöjlighet gällande filtret är att gå från ett passivt till ett aktivt, för att få mindre dämpning runt bärvågsfrekvensen, och skarpare frekvenssvar. Då valet att ha med ett filter är tveksamt från första början, valdes det därmed att bygga det simplest möjliga filter och kringgå dess nackdelar. Ett aktivt filter med skarp frekvenssvar är önskvärt, ifall systemet implementeras utan resonans, ty frekvenssvaret för resonanskretsar är mycket skarpt.

En funktion som lyser med sin frånvaro i det implementerade systemet, är en självjusterande förstärkning hos mottagaren. Det som menas med detta är det amplitudproblem som blir tydligt ifall spöarna står allt längre och längre ifrån varandra. Då förstärkningsnivåerna är statiska, skulle detta kunna ändras på för att tillåta meddelandeöverföring på längre avstånd än 40 cm, då bedömningen är som så att ifall bara mer förstärkning gjordes på längre avstånd, borde systemet kunna fungera lika väl på en meters avstånd som det närmsta tillåtna. Därmed kan det definitivt implementeras elektronik i samspel med mjukvara, som känner av spänningsnivån vid den inkommande signalen och justerar förstärkningen vid en av förstärkarna, så att signalamplituden möter schmitttriggerns tröskelnivå.

6.2.2 Vidareutveckling av mjukvara

Även då mjukvaran och mikrokontrollen klarade av överföringsuppgiften med få svårigheter finns det förbättringar som kan höja produkten till en ny nivå. En av förbättringarna är att utvidga teckengränsen så att fler än 62 tecken kan skickas. Detta kan bli struligt då mikrokontrollerns seriellport har en maxgräns på 63 tecken. Lösningen till detta är att skriva ett separat program till en dator som skickar några tecken i taget med en kort paus emellan. Detta för att mikrokontrollen ska kunna läsa av några tecken i taget, dock motarbetar detta gruppens ursprungsidé som är

att ingen extern mjukvara ska behövas. Alternativt till detta är att köpa en mikrokontroller med större seriellport.

En annan del som kan förbättras är antalet varianter av tecken som mjukvaran klarar av att tolka. För att mer tecken ska kunna tolkas finns en enkel lösning, utöka antalet bitar. I denna stund har produkten möjlighet att tolka 32 tecken men om ytterligare en bit läggs till till teckentolken kan nu 64 olika tecken tolkas. Detta gör dock att överföringen sker långsammare då fler bitar måste skickas.

Den sista saken som alltid kan förbättras är överföringshastigheten. Vid kontinuerligt testande av hastigheter på 1500 bitar/s stod det klart att mikrokontrollens arkitektur inte klarade av att tolka dessa hastigheter. Detta är för att de inbyggda mjukvarufunktionerna är för långsamma samt att mikrokontrollernas hårdvara har för långsam uppdateringsfrekvens. För att uppnå högre hastigheter finns det två lösningar. Den ena är att skaffa en snabbare mikrokontroller, medan en annan lösning är att programmera mikrokontrollens register direkt vilket gör att inläsningshastigheten kan ökas betydligt.

Ett problem som nämnts tidigare i avsnitt 4.2.1, är att mottagaren behöver bli mindre känslig kring förflyttningar från sändaren. Detta måste även lösas mjukvarumässigt med att mikrokontrollern känner av in-spänningen och därefter beräknar hur mycket förstärkningen i kretsen måste ökas.

7 Avslutning

Projektet har gått ut på att skapa en lösning för att överföra ett textmeddelande genom en sändare och mottagare, kommunicerandes via amplitudmodulerade signaler. Lösningen är förmögen att överföra ett 50 tecken långt meddelande på mindre än en halv sekund.

Byggnadsprocessen delades upp och gjordes i moduler. Genom att arbeta i moduler gavs en möjlighet att testa var del separat. Därigenom såg gruppen att modulerna kunde leverera vad de skulle och kunde även ändra vad som behövdes under processens gång. Gruppen fann projektet stimulerande och tidsåtgången blev större än beräknat. Tack vare god motivation inom gruppen, god hjälp från skolan, rapporter samt god kontakt mellan studenter har inget större problem i byggnadsprocessen dykt upp.

8 Projektstyrning

8.1 Planerat

8.1.1 Budget

Att värdera tillverkningskostnaden av ett arbete kan vara besvärligt då många detaljer är okända. De enda delarna som kommer betinga ett pris är komponenter i kretsarna, se avsnitt 3.2, och den mekaniska konstruktionen, se avsnitt 4.1.

Den mekaniska konstruktionen innefattar två olika kostnader. Den första kostnaden är koppartråden, den andra all plast för 3D-utskriften. Baserat från ELFAs priser kan lämplig emaljerad koppartråd med storlek AWG28 köpas för ungefär 1.5 kr/m. Det behövs ungefär 500 m för 200 varv/spole, vilket betyder att all koppartråd skulle kosta 750 kr. Konstruktionen skrivs

ut i kursens studentverkstad där plasten kostar 0.5 kr/g. Det är svårt att göra någon precis bedömning av kostnaden för plasten, dock uppskattningsvis bör alla utskrifter, inklusive prototyper, inte överstiga 1 kg i vikt. Detta motsvarar 1250 kr för hela konstruktionen.

För elektroniken, så gjordes en grov uppskattning av vad alla komponenter skulle kunna tänkas kosta, utan vidare efterforskning. Denna uppskattning sattes till ca 300 kr.

Det sammanlagda priset uppskattades alltså till 1600 kr. Budgeten sattes däremot till 2500 kr så att god marginal gavs och att gruppmedlemmarna var redo att var och en spendera likgiltigt med kurslitteratur.

8.1.2 Tidsplan

Tidsplanen, se bilaga C.2, är gjord så att man snabbt kan identifiera förseningar i projektet. På den vertikala axeln syns alla milstolpar och grindhål, för den vecka de från början är planerade till. På den horisontella axeln finns uppdateringstillfällena för vilka tidsplanen ska uppdateras. I diagrammet finns ett grått område vari om det någon gång placeras en milstolpe eller grindhål, betyder det att denna hållpunkt är försenad. Vid sådant tillfälle orange-markeras den hållpunkten samt ges ett nytt färdigdatum. I diagrammet kan det förutom planeringsändrade milstolpar eller grindhål också förekomma antingen raka streck eller ringar. Strecken visar att planerade aktiviteter för dess respektive vecka följer enligt plan. Liknande för ringarna menas att alla planerade aktiviteter för dess respektive vecka har avklarats som tänkt. Vid tillfällena som en milstolpe eller grindhål har avklarats i förtid syns denna som svartmarkerad vid den vecka då den avklarats.

Projektets tidsplan är konstruerad med fokus på de grundläggande delsystemen som projektarbetet måste framställa. Delsystemen innefattar mjukvara för mikrokontrollerna; kretsar som filter, brytare och förstärkare; samt mekaniska konstruktioner som spolarna och omslutning. Gruppen har valt att bli snabbt klar med en prototyp så att mycket tid av konstruktionsperioden kan ges till att felsöka och vidareutveckla delsystem som inte når upp till kraven.

8.1.3 Resursplan

Tidsbudgeten, som kan ses i resurs- och beläggningsplanen, se bilaga C.1, ges till att vara 800 mantimmar totalt. Detta är framtaget från kursens storlek för antalet personer i gruppen. Kursens storlek, 6 högskolepoäng, motsvarar 4 veckor heltidsarbete för en person. Detta är utspritt på tre perioder vilket, i resursplanen, fördelas 135 mantimmar, 335 mantimmar samt 330 mantimmar som summa för samtliga i gruppen. När en tidsuppskattning gjordes valdes det att vara extra försiktiga vid den långsiktiga planeringen. En grov uppskattning för konstruktion räknades till 130 mantimmar för endast prototypen. Denna uppskattning ansågs vara alldeles för opålitlig för att vara fullständigt trovärdig men det ger en indikation att uppskattning som gjorts är rimlig. Med tanke på projektets utformning samt dess relation med omkringliggande faktorer har gruppen valt att sätta tidsuppskattningarna extra högt, nära kalkyllinjen. Dels så att alla är medvetna och beredda på att lägga ner den tiden för projektet, men dels också att för att vara förberedda på oförutsedda komplikationer. En sista analys är för det lilla utrymmet som finns för misstag. Det ser ut att detta projekt kräver extra noggrannhet och effektivitet så att oväsentliga delar bortses och all tid möjlig sparas in.

8.2 Diskussion om avvikelser från planering

8.2.1 Budget

Då den grova uppskattningen i projektets planeringsfas inte räknade med svinn, eller gjorde några efterforskningar på vad komponenter kostade, samt att kostnaden av vissa lite dyrare passiva komponenterna såsom kondensatorerna till spänningsdelaren, drevs priset upp till 570 kr för elektroniska komponenter.

Kostnaden för konstruktionen uppskattades väl, utöver överdimensioneringen av spolarna. Det slutgiltiga priset för plasten var på ungefär 550 kr, medan det slutgiltiga priset för koppartråden var 260 kr. Detta resulterade i att projektet kostade 1380 kr och låg därmed inom det budgeterade taket 2500 kr, med god marginal.

8.2.2 Resursplan

För att möta tidsplanens milstolpar under konstruktionsfasen lades en stor mängd tid ned. Detta var för att möta den ständigt ökande standard som produkten visades hålla från de olika områdena. Väl när de första utskriftena blev gjorda upptäckte gruppen vilken potential arbetet hade. Gruppens vision om slutprodukten sköts mot skyarna vilket gjorde att tidsåtgången gjorde detsamma, se bilaga C.1. Detta gjordes med alla gruppmedlemmars medgivande.

Med den mer avancerade produkten fanns även mer material att täcka i den tekniska rapporten. Med detta överskreds den uppskattade sluttiden med stort översteg. Däremot är det troligt att det oavsett hade skett då nedlagd tid, redan innan vecka 50, var mer än planerad dito.

Referenser

- [1] R. Thobaben, J. Lilliesköld, O. Q. Teruel, N. Ivchenko och B. A. M. Nessim, *Kurs-PM: EN1020 Elektroprojekt II (6 hp) HT-2018*, okt. 2018.
- [2] K. M. Arfvidsson, O. Blomqvist, F. Wilén, C.-H. N. Frisk och A. S. Horn, *Specifikation EN1020*, 2018.
- [3] D. Cappel, *Minimum Mass Wireless Coupler*, mars 2005. URL: http://cappels.org/dproj/minmassrf/Min_Mass_Wireless_Coupler.html.
- [4] C. Nataraj, S. Khan, M. H. Habaebi, A. G. Muthalif och A. Arshad, "Resonant Coils Analysis for Inductively Coupled Wireless Power Transfer Applications", i *2016 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, Taipei, Taiwan: IEEE, maj 2016, s. 1–6.
- [5] A. C. M. de Queiroz, *Mutual Inductance and Inductance Calculations by Maxwell's Method*, metoden som används i Inca, okt. 2014. URL: <http://www.coe.ufrj.br/~acmq/tesla/maxwell1.pdf>.
- [6] M. Piri, V. Jaros och M. Frivaldsky, "Verification of a mutual inductance calculation between two helical coils", i *2015 16th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, Kouty nad Desnou, Czech Republic: IEEE, maj 2015, s. 712–717.
- [7] D. Gilabert-Palmer, E. Sanchis-Kilders, V. Esteve, A. Ferrere, J. B. Ejea, E. Maset, J. Jordn och E. Dede, "Measuring Coupling Coefficient of Windings With Dissimilar Turns 6' Number or Tight Coupling Using Resonance", *IEEE Transactions on Power Electronics*, årg. 33, nr 11, s. 9790–9802, nov. 2018.
- [8] T. Instruments, *LM555 Timer*, jan. 2015. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm555.pdf>.
- [9] —, *CD74HC08, High-Speed CMOS Logic Quad 2-Input AND Gate*, maj 2004. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd74hc08.pdf>.
- [10] Maxim, *MAX4012, Low-Cost, High-Speed, Single-Supply Op Amps with Rail-to-Rail Outputs*, aug. 2004. URL: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX4012-MAX4020.pdf>.
- [11] T. Instruments, *BUF634, 250-mA High-Speed Buffer*, mars 2019. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/buf634.pdf>.
- [12] —, *LM318-N Operational Amplifiers*, mars 2013. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm318-n.pdf>.
- [13] Vishay, *1N4148, Small Signal Fast Switching Diodes*, maj 2017. URL: <https://www.vishay.com/docs/81857/1n4148.pdf>.
- [14] Nexperia, *74HCT14, Hex inverting Schmitt trigger*, nov. 2015. URL: https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/74HC_HCT14.pdf.
- [15] Fairchild, *2N3904 NPN general purpose amplifier*, okt. 2014. URL: <http://www.mouser.com/ds/2/149/2N3904-82270.pdf>.
- [16] —, *2N3906 PNP general purpose amplifier*, april 2014. URL: <http://www.mouser.com/ds/2/149/2N3906-888380.pdf>.
- [17] Arduino, *Language Reference*. URL: <https://www.arduino.cc/reference/en/>.
- [18] Adafruit, *Adafruit GFX Graphics Library*, juli 2012. URL: <https://learn.adafruit.com/adafruit-gfx-graphics-library/overview>.
- [19] J. Strandman, *Strålsäkerhetsmyndighetens författningssamling*, Allmänna råd om begränsning av allmänhetens exponering för elektromagnetiska fält, juni 2009.
- [20] K. Asp, *Post- och telestyrelsens författningssamling*, de krav som ställs på ett nät och valda frekvensområden, juni 2015.

- [21] C. Volkmar, T. Baruth, J. Simon, U. Ricklefs och R. Thueringer, “Arbitrarily Shaped Coils’ Inductance Simulation Based on a 3-Dimensional Solution of the Biot-savart Law”, i *Proceedings of the 36th International Spring Seminar on Electronics Technology*, Alba Iulia, Romania: IEEE, maj 2013, s. 210–215.

Bilagor

A Programmering

A.1 Legala tecken till binär representation

1	" "	00000
2	"."	00001
3	"?"	00010
4	A	00011
5	B	00100
6	C	00101
7	D	00110
8	E	00111
9	F	01000
10	G	01001
11	H	01010
12	I	01011
13	J	01100
14	K	01101
15	L	01110
16	M	01111
17	N	10000
18	O	10001
19	P	10010
20	Q	10011
21	R	10100
22	S	10101
23	T	10110
24	U	10111
25	V	11000
26	W	11001
27	X	11010
28	Y	11011
29	Z	11100
30	Å	11101
31	Ä	11110
32	Ö	11111

B Uträkningar, Teoretisk Elektroteknik

B.1 B-fält vid 1 m

Magnetiska flödestätheten 1:1 m från p(1,2)

spolen. Lars Lösningsförslag -

Approximation: * Strömmen fördelas jämnt över tråden.
 * Försummar läckage, * Utmed z-axeln.

$$\left\{ \begin{aligned} \vec{J}_s \times (\vec{r} - \vec{r}') &= \frac{NI}{L} \hat{\phi} \times ((z-z')\hat{z} - a\hat{r}') = \frac{NI}{L} ((z-z')\hat{r}' + \hat{z}a) \\ \vec{r}' &= a\hat{r}' + z'\hat{z} \\ \vec{r} &= z\hat{z} \end{aligned} \right\}$$

$$\vec{B}(z\hat{z}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_S \frac{\vec{J}_s \times (\vec{r} - \vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|^3} ds' = \frac{\mu_0 NI}{4\pi L} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} dz' \int_0^{2\pi} d\phi' a \cdot \frac{(z-z')\hat{r}' + \hat{z}a}{((z-z')^2 + a^2)^{3/2}}$$

$$\Rightarrow \vec{B}(z\hat{z}) = \hat{z} \frac{\mu_0 NI}{2L} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} dz' \frac{a^2}{((z-z')^2 + a^2)^{3/2}} = \hat{z} \frac{\mu_0 NI}{2L} \left[\frac{(z-z')}{((z-z')^2 + a^2)^{1/2}} \right]_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} = \hat{z} \frac{\mu_0 NI}{2L} \left(\frac{(\frac{L}{2}-z)}{((z-\frac{L}{2})^2 + a^2)^{1/2}} + \frac{(\frac{L}{2}+z)}{((z+\frac{L}{2})^2 + a^2)^{1/2}} \right)$$

L är tråddelen på spolen.

Argumenterar att fältet utefter z-axeln är starkast. (Därför kollar vi där)

Enligt strålsäkerhetsmyndigheten skall B-fältet inte överstiga 6,25 μT.

Konstanter: N=75; L=0,0256; z=1; a=0,2

Toop: $\hat{I} = 0,025$

$$\Rightarrow \vec{B}(1\hat{z}) = \hat{z} \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 75 \cdot 0,025}{2 \cdot 0,0256} \left(\frac{(\frac{0,0256}{2} - 1)}{((1 - \frac{0,0256}{2})^2 + 0,2^2)^{1/2}} + \frac{(\frac{0,0256}{2} + 1)}{((1 + \frac{0,0256}{2})^2 + 0,2^2)^{1/2}} \right)$$

$$\approx 0,044 \cdot 10^{-6} \text{ T} = \underline{0,044 \mu\text{T}} \text{ vid } 1\text{ m}$$

Enligt Strålskydds Myndigheten för det tidigare nämnda värdet ej överstignas. Det gör det inte, såvidare man inte befinner sig i spolen eller väldigt nära den.

Observera att strömmens topp-värde som används är 0,025 A och detta är mycket mer än vad som används i praktiken. Samt värdet är högre än verkligheten, ~70 retallet för 75.

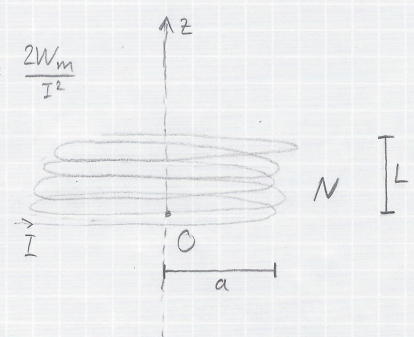
B.2 Approximativ egeninduktans

P. (1)

TET-Beräkningar Projektet

Generell Egeninduktans, spole, ett lager:

$$W_m = \frac{1}{2} \iiint (\vec{B} \cdot \vec{H}) dV$$

$$W_m = \frac{1}{2} L I^2 \Rightarrow L_{\text{utlösnings}} = \frac{2W_m}{I^2}$$


$\vec{B}_{\text{tot}} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{d\vec{e}' \times (\vec{r} - \vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|^3}$

Titta på ett varv, med $\vec{r} = z\hat{z}$; $\vec{r}' = a\hat{r}'$

$d\vec{e}' = a d\varphi \hat{\varphi}'$; $d\vec{e}' \times (\vec{r} - \vec{r}') = a d\varphi \hat{\varphi}' \times (z\hat{z} - a\hat{r}') \Rightarrow$
 $\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ $\Rightarrow a^2 d\varphi \hat{z}$, \hat{r}' blir noll, ty $\varphi: 0 \rightarrow 2\pi$ och $\hat{r}'(\varphi) = \cos\varphi \hat{x} + \sin\varphi \hat{y}$.
 $\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

Kvar blir: $\vec{B}_{(1)} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{a^2 d\varphi \hat{z}}{(a^2 + z^2)^{3/2}} = \frac{\mu_0 I a^2}{4\pi} \frac{2\pi \hat{z}}{(a^2 + z^2)^{3/2}} \Rightarrow$

$\frac{\mu_0 a^2 I}{2(a^2 + z^2)^{3/2}} \hat{z}$, vi vet att detta egentligen är:
 $d\vec{B} = \frac{\mu_0 a^2 I}{2(a^2 + z^2)^{3/2}} \hat{z}$, med $dI = I dV = \frac{NI}{L} dz' \Rightarrow$
 $\Rightarrow \vec{B}_z = \hat{z} \int_0^L \frac{\mu_0 a^2 NI}{2(a^2 + (z')^2)^{3/2}} dz' = \frac{\mu_0 a^2 NI}{2L} \int_0^L \frac{dz'}{(a^2 + (z')^2)^{3/2}} =$
 $\Rightarrow \vec{B}_z = \frac{\mu_0 a^2 NI}{2L} \left[\frac{z'}{a^2 \sqrt{a^2 + (z')^2}} \right]_0^L = \frac{\mu_0 NI}{2L} \left(\frac{L}{\sqrt{a^2 + L^2}} \right) \hat{z} \Rightarrow$
 $\Rightarrow \vec{B}_z = \frac{\mu_0 NI \hat{z}}{2(a^2 + L^2)^{1/2}}$

Approximation: $\vec{r} = z\hat{z}$

$\vec{H}_z = \frac{\vec{B}_z}{\mu_0 \mu_r} = \left\{ \text{Koppar } \mu_r \approx 1 \right\} \Rightarrow \frac{\vec{B}_z}{\mu_0} =$
 $\vec{H} = \hat{z} \frac{NI}{2(a^2 + L^2)^{1/2}}$

$W_m = \frac{1}{2} \int_0^L \int_0^{2\pi} \int_0^a \left(\frac{(NI)^2 \mu_0}{4(a^2 + L^2)} \right) r dr d\varphi dz = \frac{\mu_0 N^2 I^2 \pi L}{4(a^2 + L^2)} \int_0^a r dr =$
 $= \frac{\mu_0 \pi N^2 I^2 L}{4(a^2 + L^2)} \left[\frac{r^2}{2} \right]_0^a = \frac{\mu_0 \pi a^2 N^2 I^2 L}{8(a^2 + L^2)} \Rightarrow L_{11} = \frac{\mu_0 a^2 N^2 L}{4(a^2 + L^2)}$

Den inre induktansen försammas. $L_i = \frac{\mu_0 L}{8\pi}$

B.3 Information om koppartråden



Information om tråden: (enligt Wikipedia)

Info AWG(28): $\phi = 0,321 \text{ mm}$; $I_{\text{topp}} = 0,83 \text{ A}$; $r \Omega/\text{m} = 212,9$

Med en radii på $0,2 \text{ m}$ och 75 varv på vardera sida ges en trådlängd: $2 \cdot \pi \cdot 0,2 \cdot 150 \approx 188,5 \text{ m}$

Tråden måste vara 200 m , minst, för att räcka.

Med en frekvens på 120 000 Hz ges ett skinn-djup $\delta = 188,2 \mu\text{m} \Rightarrow$

Använder approximerat: $\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0}} \Rightarrow \delta \approx 0,2 \text{ mm}$

AC-resistansen blir med ca. $94,3 \text{ m}$ till vardera spole: $20,11 \Omega$

DC-resistansen med AWG(28) blir $\frac{2 \cdot \pi \cdot 0,2 \cdot 75}{\text{längd tråd}} \cdot \frac{212,9}{1000} = \Omega$

$\Rightarrow 20,07 \Omega$.

Summering:

Tråd: $I = 0,83 \text{ A}$

$\phi = 0,321 \text{ mm}$

DC-R = $20,07 \Omega$

(DC-R = DC-resistans)

AC-R = $20,11 \Omega$

(AC-R = AC-resistans)

$\delta(f=120 \text{ kHz}) \approx 0,2 \text{ mm}$

Skineffekten kan försummas/has i åtanke vid resistansen ibland.

B.4 Approximativ ömsesidig induktans

P. (6)

Approximation - likt "paper" som Oscar visade:

Enligt figur. 1. steg: $\vec{B}_{21(0)}$

$$\frac{\mu_0 I_1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{d\vec{e}' \times (\vec{r} - \vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|^3} = \left\{ \begin{array}{l} d\vec{e}' = a d\phi \hat{\phi}' \\ \vec{r}' = z \hat{z} \\ \vec{r} = a \hat{r}' \\ |\vec{r} - \vec{r}'| = z \hat{z} - a \hat{r}' \end{array} \right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \left\{ d\vec{e}' \times (\vec{r} - \vec{r}') = a d\phi \hat{\phi}' \times (z \hat{z} - a \hat{r}') = a^2 d\phi \hat{z} \right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \vec{B}_{21(0)} = \frac{\mu_0 I_1}{4\pi} \hat{z} \int \frac{a^2 d\phi}{(z^2 + a^2)^{3/2}} = \hat{z} \frac{\mu_0 a^2 I_1}{2(z^2 + a^2)^{3/2}} = \left\{ \text{vi vet att } z=d \right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \vec{B}_{21(0)} = \hat{z} \frac{\mu_0 a^2 I_1}{2(d^2 + a^2)^{3/2}}$$

$$\vec{B}_{21} = \hat{z} \frac{\mu_0 a^2}{2(d^2 + a^2)^{3/2}} dI_1 \Rightarrow \left\{ dI_1 = I_1 dN_1 = \frac{N_1 I_1 dz'}{L} \right\} \Rightarrow \hat{z} \frac{\mu_0 N_1 a^2 I_1}{2(d^2 + a^2)^{3/2}}$$

$$\Phi_{21} = B_{21} \cdot \pi b^2 \Rightarrow \Phi_{21} = \frac{\mu_0 N_1 a^2 b^2 \pi I_1}{2(d^2 + a^2)^{3/2}}$$

Ömsesidig induktans: $L_{21} = \frac{N_2 \Phi_{21}}{I_1} = \frac{\mu_0 N_1 N_2 a^2 b^2 \pi}{2(d^2 + a^2)^{3/2}}$

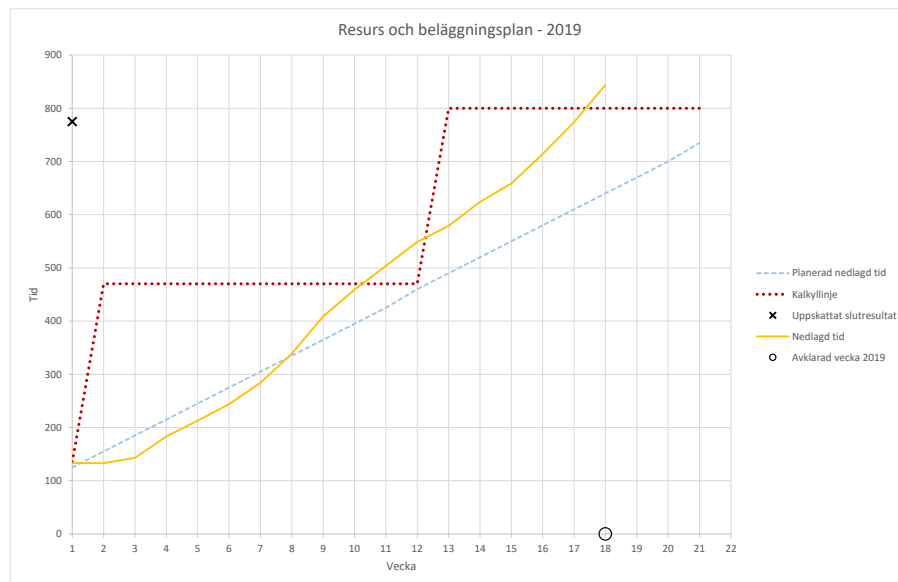
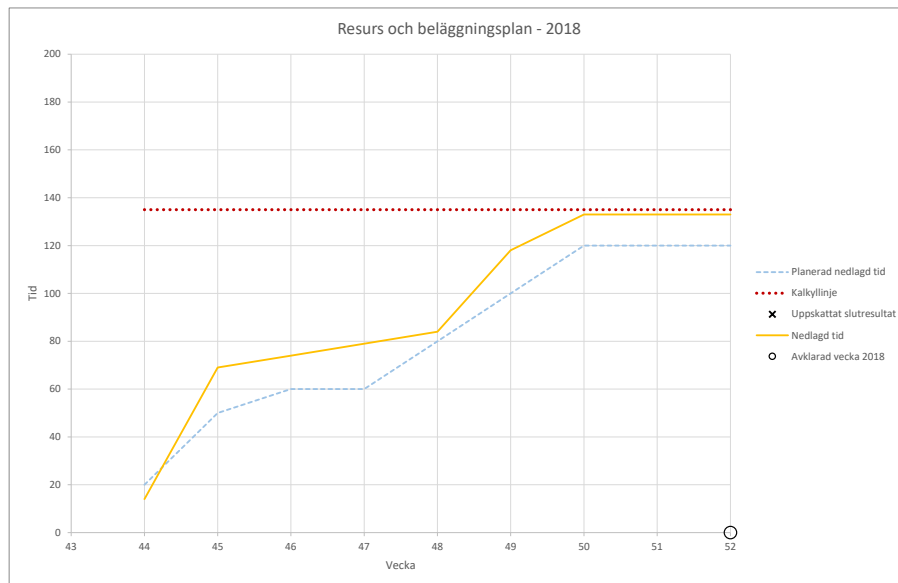
Den inducerade strömmen: $\mathcal{E}_{21} = -\frac{d\Phi_{21}}{dt} = -\frac{\mu_0 N_1 N_2 a^2 b^2 \pi}{2(d^2 + a^2)^{3/2}} \frac{dI_1(t)}{dt}$

Figur:

KTH LUNDS
TEKNIKA

C Projektstyrning

C.1 Resurs- och Beläggningsplan



C.2 Tidsplan

