

# Kretsanalysinstrument för envarvig spole

Circuit analysis instrument for single turn coil



**LUNDS UNIVERSITET**  
Campus Helsingborg

LTH Ingenjörshögskolan vid Campus Helsingborg  
Industriell Elektroteknik och Automation

Examensarbete:  
Kristen Lestander  
Patrik Frank

© Copyright Krister Lestander, Patrik Frank

LTH Ingenjörshögskolan vid Campus Helsingborg  
Lunds universitet  
Box 882  
251 08 Helsingborg

LTH School of Engineering  
Lund University  
Box 882  
SE-251 08 Helsingborg  
Sweden

Tryckt i Sverige  
Lunds Universitet Lund 2015

## **Sammanfattning**

ÅR Carton gav i uppdrag att ta fram en krets för mätning av ström, spänning, frekvens och fasskillnaden mellan ström och spänning i en envarvig spole. Den uppmätta datan skulle även sändas till en dator för senare analys.

Den viktigaste frågan var hur mätningen av strömmen skulle utföras, föreslagna alternativ var att använda en rogowskispole eller en halleffekt sensor. Ett krav var att metoden skulle ha minimal fysisk inverkan på spolen. Detta gjorde att halleffektsensorn verkade vara det bästa valet. Mätningen av spänningen gjordes genom att mäta över spolen. Den resulterande spänningen bedömdes vara för hög, så det introducerades en spänningsdelning för att sänka spänningen till en mer hanterbar nivå. De första testerna för att mäta ström och spänning visade även att filter skulle behövas för att reducera brus som fanns i signalerna. Båda signalerna konverterades till likspänningar som var ekvivalenta signalernas RMS-värde med hjälp av RMS-till-DC-konverterare. För att mäta frekvens och fasskillnaden av sinusvågorna introducerades en schmitt-trigger. Då trots det tidigare nämnda filtret fanns det fortfarande brus kvar som gjorde en vanlig komparator oanvändbar. Fyrkantsvågorna som producerades av schmitt-triggerna skickades in i en exklusivt eller grind.

Dessa signaler skickades sedan till en mikrokontroller som A/D omvandlade likspänningarna och beräknade frekvensen och fasskillnaden från fyrkantsvågen. Mikrokontrollern sände sedan de digitala värdena till en dator genom seriekommunikation.

Kretsscheman designades under projektets gång med hjälp av Microsoft Visio och Eagle Cad. En design för ett maskinellt tillverkat kort till mikrokontrollern blev designat i Eagle Cad som producerades.

Nyckelord:

halleffektssensor, strömmätning, spänningsmätning, fasmätning, frekvensmätning, mikrokontroller, schmitt-trigger, C-programmering, Python-programmering, RMS-till-DC konverter

## **Abstract**

The thesis work was given on the request from ÅR Carton to produce a circuit able to measure current, voltage, frequency and the phase shift between the current and voltage in a one turn coil. The measured data was also to be sent to a computer for later use in analyzing the data.

The most important question was which method to use to measure the current in the coil, suggested alternatives were between using a Rogowski coil or a Hall Effect sensor. The method was required to have minimal physical impact. Due to this, a Hall Effect sensor appeared to be the best choice. The measurement of the voltage was done by just measuring over the inductor, the resulting voltage was estimated as too high for the circuit to handle so a voltage divider was introduced to lower the voltage to a more appropriate level. The first tests of measuring the voltage and current showed that filters needed to be introduced to reduce some noise that was present in the signals. Both of the signals were converted to a DC signals with the help of RMS-to-DC converters. To measure the frequency and the phase shift of the sine waves a Schmitt trigger, the filter from before wasn't enough to remove the noise completely so a comparator wasn't sufficient to use, was introduced to convert each of the waves into square waves, which were then sent to an exclusive-or gate.

These signals were then sent to a microcontroller which A/D converted the DC voltages and calculated the frequency and phase shift from the square wave of the exclusive-or gate. The microcontroller then sent the digital values and calculated data to a storage station using serial communication.

Circuit diagrams were produced during the course of the project with the help of Microsoft Visio and Eagle Cad. A design for a printed circuit board was produced with Eagle Cad for the microcontroller and serial communication section of the circuit which was produced.

### **Keywords:**

hall effect sensor, current and voltage measuring, phase shift and frequency measuring, microcontroller, schmitt trigger, C-programming, Python programming, RMS-to-DC-converter

## **Förord**

Först och främst vill vi tacka ÅR Carton i Lund för att vi fått möjligheten att utföra examensarbetet hos dem. Vi fick ett varmt mottagande av alla som arbetade där och kände oss väldigt välkomna. Under tiden vi utförde vårt examensarbete fick vi mycket hjälp och fick ta del och lära oss många saker som vi kommer att ha nytta av som ingenjörer.

Vi vill rikta ett stort tack till vår handledare på ÅR Carton, Pär Bierlein, som gjorde vårt examensarbete möjligt. Under arbetets gång har vi fått idéer och inspiration från Pär som gjort att vi på ett strukturerat sätt nått vårt mål. Vid de oundvikliga fel och återvändsgränder som uppstått har Pär hela tiden väglett oss så att vi på bästa sätt kunde lösa problemen som uppstått.

Vi vill också tacka alla de personer på ÅR Carton, som med stort intresse av vårt projekt låtit oss använda maskiner och testutrustning fastän deras tidschema oftast var väldigt pressat.

Ett stort tack till vår handledare på Lunds Tekniska Högskola, Johan Björnstedt, som har kommit med idéer och ovärderlig hjälp varje gång vi kört fast.

Vi vill också tacka Lars Göran Larsson som hjälpt oss varje gång vi behövt något på Lunds Tekniska Högskolas labbsalar.

Till slut vill vi rikta ett tack till vår examinator, Mats Lilja, Lunds Tekniska Högskola.

## Innehållsförteckning

<b>1 Inledning</b> .....	<b>1</b>
<b>1.1 Syfte och mål</b> .....	<b>1</b>
<b>1.2 Problemformulering</b> .....	<b>1</b>
<b>1.3 Avgränsningar</b> .....	<b>1</b>
<b>2 Terminologi och beteckningar</b> .....	<b>2</b>
<b>3 Teknisk bakgrund</b> .....	<b>3</b>
<b>3.1 Envarvig spole</b> .....	<b>3</b>
3.1.1 Den envarviga spolens magnetfält .....	3
<b>3.2 Kretskort</b> .....	<b>3</b>
<b>3.3 Komponenter</b> .....	<b>4</b>
3.3.1 Spänningsregulator .....	4
3.3.2 Hallgivare .....	4
3.3.3 True RMS-till-DC-konverter .....	4
3.3.4 Filter .....	4
3.3.5 Signalanpassning .....	5
3.3.5.1 Operationsförstärkare.....	5
3.3.5.2 Komparator .....	6
3.3.5.3 Schmitt-trigger.....	6
3.3.6 Avkopplingskondensatorer .....	6
3.3.7 Mikrocontroller.....	7
<b>3.4 Rogowskispole</b> .....	<b>7</b>
<b>4 Utförande och analys</b> .....	<b>8</b>
<b>4.1 Idéer för mätning på envarvig spole</b> .....	<b>8</b>
4.1.1 Strömmen.....	8
4.1.2 Spänningen .....	9
4.1.3 Frekvens och fas .....	9
<b>4.2 Utveckling av kretskort</b> .....	<b>9</b>
<b>4.3 Envarvig spole</b> .....	<b>12</b>
4.3.1 Magnetiska flödet runt om den envarviga spolen .....	13
<b>4.4 Rogowskispole</b> .....	<b>16</b>
4.4.1 Inköp av en Rogowskispole.....	16
4.4.2 Göra en egen Rogowskispole .....	16
<b>4.5 Komponenter i kretskortet för hallgivaren</b> .....	<b>17</b>
4.5.1 Spänningsregulator .....	17
4.5.2 Halleffektsensor.....	20
4.5.3 RMS-till-DC konverter .....	25
4.5.4 Fyrkantsvåg.....	30
4.5.5 Filter design.....	31
4.5.5.1 4:e ordningens Butterworth filter .....	34
4.5.6 Komparator .....	36
4.5.7 Schmitt-trigger .....	37
4.5.8 XOR-grind .....	41
<b>4.6 Komponenter i kretskortet för spänningsmätning</b> .....	<b>44</b>
4.6.1 Spänningsregulator .....	44

4.6.2 Spänningsdelning .....	46
4.6.2.1 Test 1.....	46
4.6.2.2 Test 2.....	48
4.6.2.3 Test 3.....	48
4.6.3 RMS-till-DC-konverter .....	51
4.6.4 Fyrkantsvåg .....	55
4.6.5 Schmitt-trigger .....	55
<b>4.7 Komponenter i kretskortet för mikrokontroller .....</b>	<b>59</b>
4.7.1 Isolation och skydd av komponenter.....	60
4.7.2 Samplingskrav .....	60
4.7.3 Mikrokontroller .....	60
4.7.3.1 Extern Oscillator .....	60
<b>4.8 Programmering .....</b>	<b>60</b>
4.8.1 C-programmering.....	60
4.8.2 Python-programmering .....	60
<b>4.9 Mikrokontroller inställningar.....</b>	<b>62</b>
4.9.1 Korrekt avbrotts intervall .....	62
4.9.2 AD-omvandling .....	63
4.9.3 Mätning av frekvens och fasvinkeln .....	64
4.9.4 Frekvensmätning .....	64
4.9.5 Mätning av fasvinkeln .....	64
4.9.6 Seriekommunikation mellan dator och mikrokontroller.....	65
<b>4.10 Design av kretskort till mikrokontroller .....</b>	<b>66</b>
<b>5 Resultat.....</b>	<b>67</b>
<b>6 Diskussion .....</b>	<b>69</b>
<b>6.1 Mätkortet.....</b>	<b>69</b>
<b>6.2 Mikrokontrollerkort .....</b>	<b>71</b>
<b>7 Källkritik.....</b>	<b>72</b>
<b>8 Slutsats .....</b>	<b>73</b>
<b>9 Framtida utvecklingsmöjligheter .....</b>	<b>74</b>
9.1 Hallgivare.....	74
9.2 Rogowskispole.....	74
9.3 Design av mönsterkort .....	74
9.4 EMC.....	74
<b>Referenser .....</b>	<b>75</b>
<b>Bilaga A Kretsscheman .....</b>	<b>76</b>
<b>A.1 Hallgivarens kort .....</b>	<b>76</b>
<b>A.2 Spänningsmätningens kort .....</b>	<b>77</b>
<b>A.3 Mikrokontrollerkort.....</b>	<b>78</b>
<b>A.4 Kretskortsdesign till Mikrokontrollerkort .....</b>	<b>79</b>
<b>Bilaga B Programkod.....</b>	<b>80</b>
<b>B.1 Koden till mikrokontrollern.....</b>	<b>80</b>
<b>B.2 Pythonskript till mottagning av data i dator.....</b>	<b>87</b>
<b>B.3 Pythonskript för att plotta informationen i en utvald fil .....</b>	<b>88</b>
<b>B.4 Pythonskript för beräkning av utspänning från rogowskispolen ....</b>	<b>90</b>





# 1 Inledning

Examensarbetet utfördes på ÅR Carton i Lund som är ett företag som ingår i AR Packaging Group, de finns i sju länder runt om i Europa med 14 fabriker och 1600 anställda.

ÅR Cartons huvudkontor ligger i Lund och företaget gör förpackningsmaskiner för olika typer av livsmedel och ger sina kunder möjlighet att förbättra sin produkt genom att effektivisera och säkerställa kvaliteten på deras förpackningar och produkter. ÅR Carton är specialiserade på förpackningar som ska innehålla torra produkter och som ställer höga krav på förslutning och hygien. Som exempel finns kunder som Semper och Nestlé som båda gör bland annat barnmatsgröt.

## 1.1 Syfte och mål

Syftet med examensarbetet var att ta fram en metod samt ett kretskort som skulle kunna känna av och mäta förändringar i en envarvig spole och detta skulle ske med så liten inverkan som möjligt på den envarviga spolen.

Huvudmålet var att mäta ström, spänning, frekvens samt fasvridning i den envarviga spolen.

Spolen drevs av en generator, vilken kunde ställas in på olika effekter och med pulslängder svarande mot frekvenser kring 100kHz.

Målet var att helt beröringsfritt kunna avläsa strömmen genom spolen. Spänningen skulle avläsas med så lite inverkan på kretsen att effektförlusten blev försumbar.

## 1.2 Problemformulering

I detta examensarbete skulle följande frågor besvaras.

- Vilken ström flöt genom den envarviga spolen vid drift.
- Vilken spänning låg över den envarviga spolen vid drift.
- Vilken frekvens hade växelströmmen vid drift.
- Vilken fasvridning mellan ström och spänning uppstod vid drift.

## 1.3 Avgränsningar

Examensarbetet skulle försöka leda fram till ett färdigt prototypkort för mätning och kontroll av data som är insamlad från en strömförd slinga. Analys av informationen som insamlas skulle inte utföras i detta examensarbete.

Under examensarbetet kunde det finnas begränsningar i form av att testutrustningen inte var tillgänglig exklusivt för examensarbetarna som fick vänta tills den var ledig för att utföra sina mätningar vilket innebar en viss väntetid för att testa olika idéer.

Komponenter som behövdes måste beställas från externa leverantörer så det uppkom leveranstider samt kostnader. Dessa faktorer påverkade arbetstidens längd och även budgeten som fanns till förfogande skulle vara inom rimliga ramar.

Ramarna för budgeten var flexibel vilket medförde att inköp runt några hundra kronor kunde göras utan godkännande av handledaren medan större inköp skulle motiveras och godkännas innan inköpet kunde ske.

## 2 Terminologi och beteckningar

$\tau$	Tidskonstant
s	$j\omega$
$\omega$	$2\pi f$
$V_{pp}$	Sinuskurvans topp värde på positiva flanken till topp värdet på den negativa.
$\mu_0$	Vakuumpermeabiliteten = $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m
B	Flödestäthet, enhet T (Tesla)
LP	Lågpasfilter
HP	Högpasfilter
RMS	Root mean square (kvadratisk medelvärde)

## 3 Teknisk bakgrund

### 3.1 Envarvig spole

Den envarviga spolen är egentligen en strömförande ledare som har en spänningskälla med polerna kopplade till var sin ända. När en spänning kopplas in över slingan får den egenskaper liknande de hos en spole utan järnkärna.

#### 3.1.1 Den envarviga spolens magnetfält

Magnetfältet som bildas runt en rak ledare när den är strömförande blir som cirklar runt om ledaren, ifall ledaren ses som en skruv som skulle skruvas in i pappret så ligger strömmen in i pappret och magnetfältets flöde cirkulärt runt om ledaren med riktning som ”skruven” roterar, alltså medurs.

Vid växelspänningen kommer magnetfältet ändra riktning varje gång som strömmen gör det.

För en rak ledare så kan den magnetiska flödestätheten där  $a$  är avståndet från ledaren beräknas enligt följande [1]:

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi a}$$

När en ledare bildar en cirkel så ändras det magnetiska flödet så att det antingen går upp igenom ”ringen” eller ner igenom den. För att beräkna den magnetiska flödestätheten mitt i cirkeln där  $r$  är radien så används formeln [1]:

$$B = \frac{\mu_0 I}{2r}$$

### 3.2 Kretskort

Ett kretskort ska helst vara indelat med dedikerade områden för högfrekvens- respektive lågfrekvenssignaler. Samma sak gäller för digitala och analoga signaler. Kretskortet ska helst ha separerade jord- och spänningsuttag till de analoga och digitala signalerna så att de inte stör varandra. Att designa ett kretskort innebär alltid risker för brus och andra störningar så att vara sparsam med kabeldragning är att föredra då dessa fungerar som antenner. Detta är dock inte det enda problemet utan de ökar också risken för bildande av parasitinduktanser i kretsen. Att skapa ett prototypkort innan tillverkning av ett slutligt kort är alltid att rekommendera då det är svårt att ändra något på ett maskinellt tillverkat kort vilket oftast inte blir bra [2], [3].

### 3.3 Komponenter

#### 3.3.1 Spänningsregulator

En spänningsregulator reglerar ner en inspänning till det värde som den är byggd för och håller sedan denna spänning konstant. Spänningsregulatorer finns med positiv (78XX) eller negativ (79XX) utspänning och ifall de används tillsammans så kan de ge ut  $\pm$  samt 0 V. De finns med många olika utspänningar och de två sista siffrorna betecknar vilken utspänning som kan levereras från dem, ex. 7805 är då +5 V ut. Alla regulatorer har en så kallad dropout voltage som är den minsta inspänningen som skall anslutas till dem. Ifall inspänningen är för stor jämte utspänningen så kan det behövas en kylfläns för att leda bort värmen som bildas av effektförlusterna i komponenten. Spänningsregulatorer har tre stycken anslutningar vilka är jord, ingång och utgång [3].

#### 3.3.2 Hallgivare

En halleffekt-sensor är baserat på halleffekt som bildas då ett magnetiskt fält går igenom en i detta fall platt ledare som får elektronerna att röra sig i ledaren så att det skapas en spänning. Spänningen är proportionell mot magnetfältet genom ledaren och har samma polaritet [4]. Den Hall-effekt-sensor som har använts i examensarbete har fyra stycken ben vilka är jord, drivspänning, utsignal respektive filter.

#### 3.3.3 True RMS-till-DC-konverter

RMS-spänningen ges av:

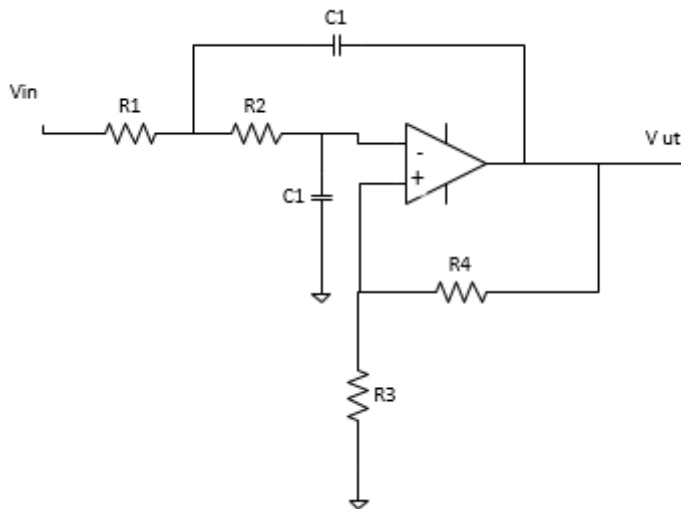
$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T |f(t)|^2 dt}$$

En RMS-till-DC komponent är oftast optimerad för olika frekvensspann inom vilket de ger ut korrekta värden på signalerna de mäter. De RMS-kretsar som är dyrare och bättre kommer också med extra utgångar i form av dB utgång, buffert utgång samt olika filtersignaler [5].

#### 3.3.4 Filter

Filter används för att filtrera bort vissa frekvenser från en signal. Ett filter kan designas på många olika sätt men har alla minst två av dessa passiva komponenter: kondensatorer, resistorer eller induktorer.

Om endast dessa komponenter används kallas filtret för ett passivt filter medan det blir ett aktivt filter ifall en OP läggs till i designen. Aktiva filter bör appliceras på frekvenser från 1Hz till 1MHz för att i detta spann är det nästan omöjligt att få till en LRC länk som fungerar problemfritt. Med en OP i kretsen så får filtret liknande egenskaper som ett LRC hade haft [3], [6]. Det finns olika sätt att designa ett filter men ett av de vanligaste är ett så kallat Sallen-Key filter vilket gör att ett filter kan få en separat förstärkning på insignalen genom förhållandena mellan  $R_3$  och  $R_4$ .



Figur 1 Andra ordningens lågpasfilter

Ett filter kan därefter optimeras på olika sätt genom att utnyttja olika typer av filter som exempelvis Butterworth, Tschebyscheff eller Bessel. Filtren har olika egenskaper som t.ex. lågpas, bandpass, bandspärr, högpas, ordning, brytfrekvenser, rippel och branthet [6].

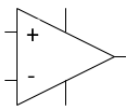
Filter kan ha olika uppgifter varav några av de vanligaste är:

- Lågpasfilter = släpper igenom frekvenser under filtrets brytfrekvens.
- Högpasfilter = släpper igenom frekvenser över filtrets brytfrekvens.
- Bandpassfilter = släpper igenom frekvenser i ett specifikt angivet band.
- Stopbandfilter = stoppar frekvenser inom ett specifikt angivet band.

### 3.3.5 Signalanpassning

#### 3.3.5.1 Operationsförstärkare

En operationsförstärkare är en komponent som jämför två spänningar med varandra och vid en liten skillnad mellan dessa två så kommer utspänningen att bottna antingen positivt eller negativt. För att komponenten skall fungera som namnet antyder så måste utgången återkopplas till minusingången och på detta sätt uppnå en stabil och väldefinierad ändlig förstärkning [3].



Figur 2 Operationsförstärkare

Operationsförstärkare kan designas med resistorer så att den fungerar på många olika sätt så som:

- Spänningsföljare
- Inverterande förstärkarkoppling
- Icke inverterande förstärkarkoppling
- Summator

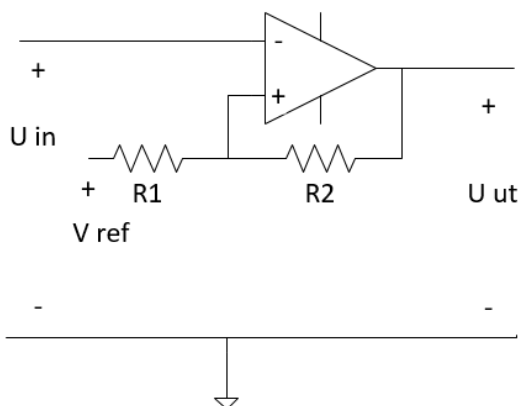
### 3.3.5.2 Komparator

En komparator är som en operationsförstärkare men är designad på ett sätt så att den inte längre har stabila egenskaper vad gäller förstärkning utan kan nu snabbt skifta utspänningen mellan hög och låg. Genom en komparator kan kretsen skapa en fyrkantsvåg av en sinusvåg. Den ska då ges ett värde på minusingången som anger vilket värde komparatorn ska vänta på innan den ger ut en hög signal, alternativt en låg. Resultatet blir att den växlar mellan låg och hög utspänning varje gång insignalen passerar det angivna värdet på minusingången. Dock så kan detta medföra att vid brusiga insignaler kommer komparatorn växla flera gånger kring trignivån [3].

### 3.3.5.3 Schmitt-trigger

En Schmitt-trigger kan ses som en komparator med hysteres.

Resistorer tillförs för att skapa en hysteres så att det bildas ett band där komparatorn eller OPn inte triggar mellan.



Figur 3 Schmitt-trigger

Komparatorn triggar på detta sätt exempelvis först på en viss signal på den positiva trignivån, sedan väntar den med att trigga nästa gång till insignalen går under den negativa trignivån [3].

### 3.3.6 Avkopplingskondensatorer

En avkopplingskondensator skall kopplas mellan matningsspänningen och jord för att förhindra spänningsfall i ledningarna. Ifall en komponent är långt ifrån spänningskällan skall alltid en avkopplingskondensator placeras ut intill komponenten. En avkopplingskondensator fungerar också som ett sorts filter för störningar som kan

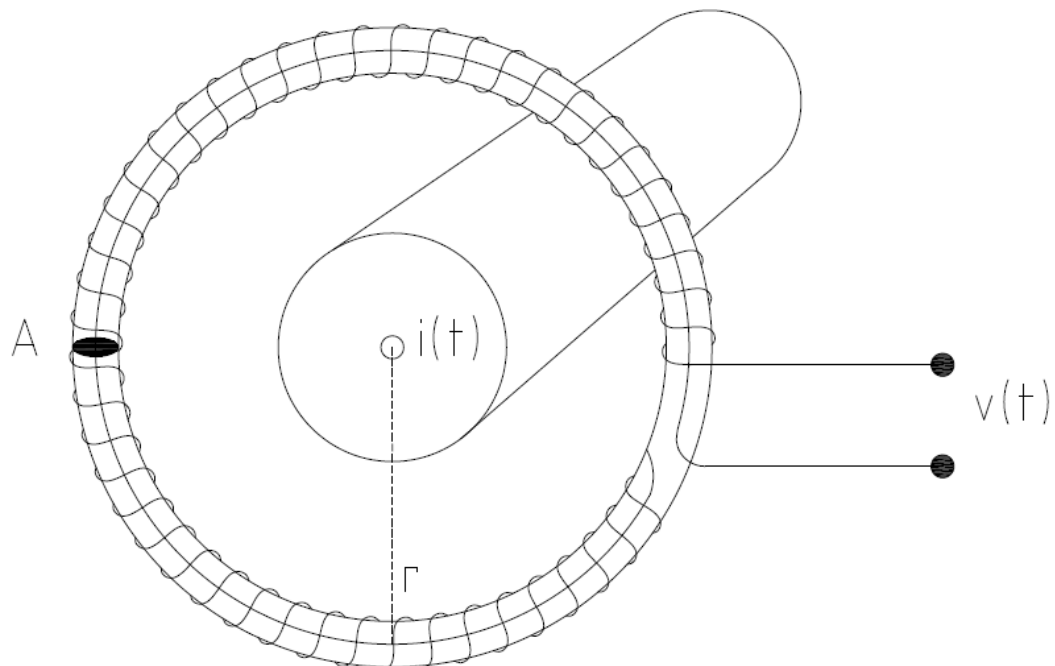
uppstå i intilliggande komponenter för att sedan spridas vidare via ledningarna. Då kan med fördel det placeras ut en större kondensator med en mindre kondensator parallellt med varandra och på detta sätt få ett RC filter där den lilla kondensatorn tar bort eventuella störningar medan den stora tar och bibehåller spänningen i kretsen på rätt nivå [3].

### 3.3.7 Mikrokontroller

Valet av mikrokontrollertillverkare som användes föll på Microchip Technologies, specifikt deras sortiment av 8-bitars PIC18F familjen mikrokontrollers. Microchip Technologies erbjuder även en mindre avancerad 8-bitars, PIC16F. Utöver de tidigare nämnda 8-bitars mikrokontrollers har de även 16-bitars, PIC24F, och 32-bitars, PIC32F, mikrokontrollers. Bitantalet anger antalet bitar per instruktion för den i mikrokontrollern ingående mikroprocessorn.

## 3.4 Rogowskispole

En Rogowskispole är en spole lindad som en helix, där den ena änden av spolen returneras igenom mitten av spolen. Rogowskispolen sluts runt önskad ledare vars ström man vill mäta. Spänningen som induceras i Rogowskispolen är proportionell mot derivatan av strömmen i ledaren [7].



Figur 4 Rogowskispole

## 4 Utförande och analys

Komponenter som behövdes till kretsen var tvungna att uppfylla vissa specifika krav vilka var:

- Klara av minst 100 kHz
- Bra tillhörande dokumentation
- Rimligt pris
- Bra tillgänglighet
- Bra livslängd

När komponenter som klarade kraven som ställts blev funna så beställdes de hem från leverantörer för att testas.

### 4.1 Idéer för mätning på envarvig spole

I början av arbetet diskuterades för- och nackdelar med olika angreppssätt som kunde användas. Problemet i sig var att under mätningen av strömmen och spänningen i spolen så skulle det vara så liten påverkan i spolen som möjligt. Efter en del diskussioner framkom det att en halleffektsensor var det lämpligaste alternativet för mätning av ström i spolen. För spänningen var det lite svårare och det som blev huvudspåret var en spänningsdelning. Därmed så kunde ström, spänning, effekt och fas beräknas med minimal inverkan på kretsen från spänningsmätningen.

#### 4.1.1 Strömmen

Ett alternativ till att mäta strömmen i den envarviga spolen var att använda en Rogowskispole, som handledaren på ÅR Carton hade fått som förslag av ett konsultföretag. Det andra alternativet som diskuterades fram i ett tidigt skede av arbetet tillsammans med handledarna var att använda en hallgivare. Hallgivaren blev tidigt den utvalda mätmetoden, då Rogowskispolen var svårare att placera vid den envarviga spolen än hallgivaren var.

Från litteratur hittades information om hur halleffektsensorer fungerar och att de borde fungera för de uppgifter som skulle utföras i examensarbetet. Det som inte var klart var ifall de kunde hantera den relativt snabba frekvensen som verkade i växelströmmen [4]. Inför valet av hallgivarfabrikat insamlades information om grundläggande funktionssätt och lämpliga experiment [8]. För att beräkna vilken ström det gick i den envarviga spolen så utfördes tester när hallgivaren var inkopplad och samtidigt blev strömmen uppmätt genom den envarviga spolen med hjälp av en strömtång. På detta sätt kunde ett förhållande urskiljas för att sedan användas för omräkning av hallgivarens utsignal till verklig ström i den envarviga spolen.



### 4.1.2 Spänningen

För att mäta spänningen över den envarviga spolen var tanken att det skulle ske med spänningsdelning varav komponenterna borde vara av hög spänningstålighet och ha ett relativt högt resistansvärde så att de inte inverkade nämnvärt på den envarviga spolen.

$$V_{ut} = V_{in} \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

Själva spänningsdelningen kopplades ihop med hjälp av metallfilmsmotstånd men det var också tänkbart att använda en variant med kondensatorer parallellt kopplade över motstånden för att bekämpa parasitinduktanser i kretsen.

### 4.1.3 Frekvens och fas

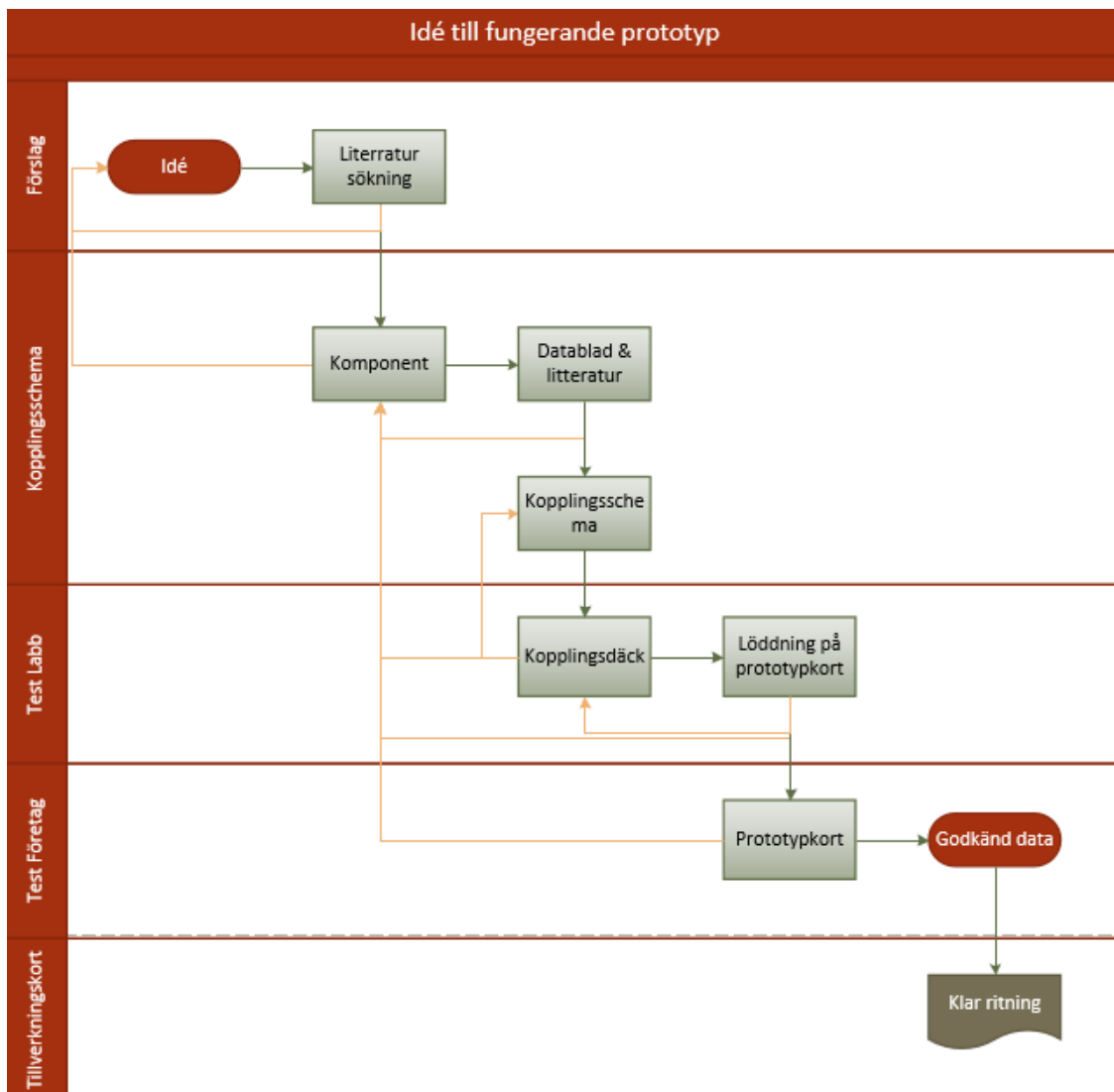
För att ta fram frekvens och fasen behövdes mätdata både från hallgivaren och från spänningsdelningen. Signalerna omvandlades sedan i Schmitt-triggern till fyrkantsvåg så att fasskillnaderna kunde räknas ut i mikrokontroller.

Frekvensen beräknades i mikrokontrollern med hjälp av mätdata från RMS-till-DC konvertern.

## 4.2 Utveckling av kretskort

Efter beslutet av vilken mätmetod som skulle användas för att samla in mätdata från den envarviga spolen blev nästa steg att ta fram ett prototypkort.

Första steget var att hitta rätt komponenter till hallgivaren så att den kunde ge ut en läsbar stabil signal för vidare behandling i kretsen. För att kunna hitta rätt komponenter så söktes information på tillverkarens hemsida samt återförsäljares hemsidor. Datorblad på komponenterna samt litteratur lästes för att få en bild av hur en krets skulle utformas. Det var dock inte alltid den specifikt inköpta komponentens datablad som kunde hjälpa till med information om hur kretsen skulle utformas, ibland var det tvunget att vända sig till andra tillverkare av samma komponenttyp och läsa på deras tillämpningar av den specifika komponenten. Det som var viktigast och svårast för den tilltänkta kretsen verkade vara kravet att kunna hantera frekvenser runt 100 kHz, så denna parameter blev en av sakerna som kunde utesluta en mängd komponenter redan från början.



Figur 5, Idé till fungerande prototyp

Precis som figur 5 illustrerar så var det många idéer och komponenter samt tester som inte fungerade som det var tänkt och då var det bara att börja om, antingen från början igen eller ändra någon liten komponent.

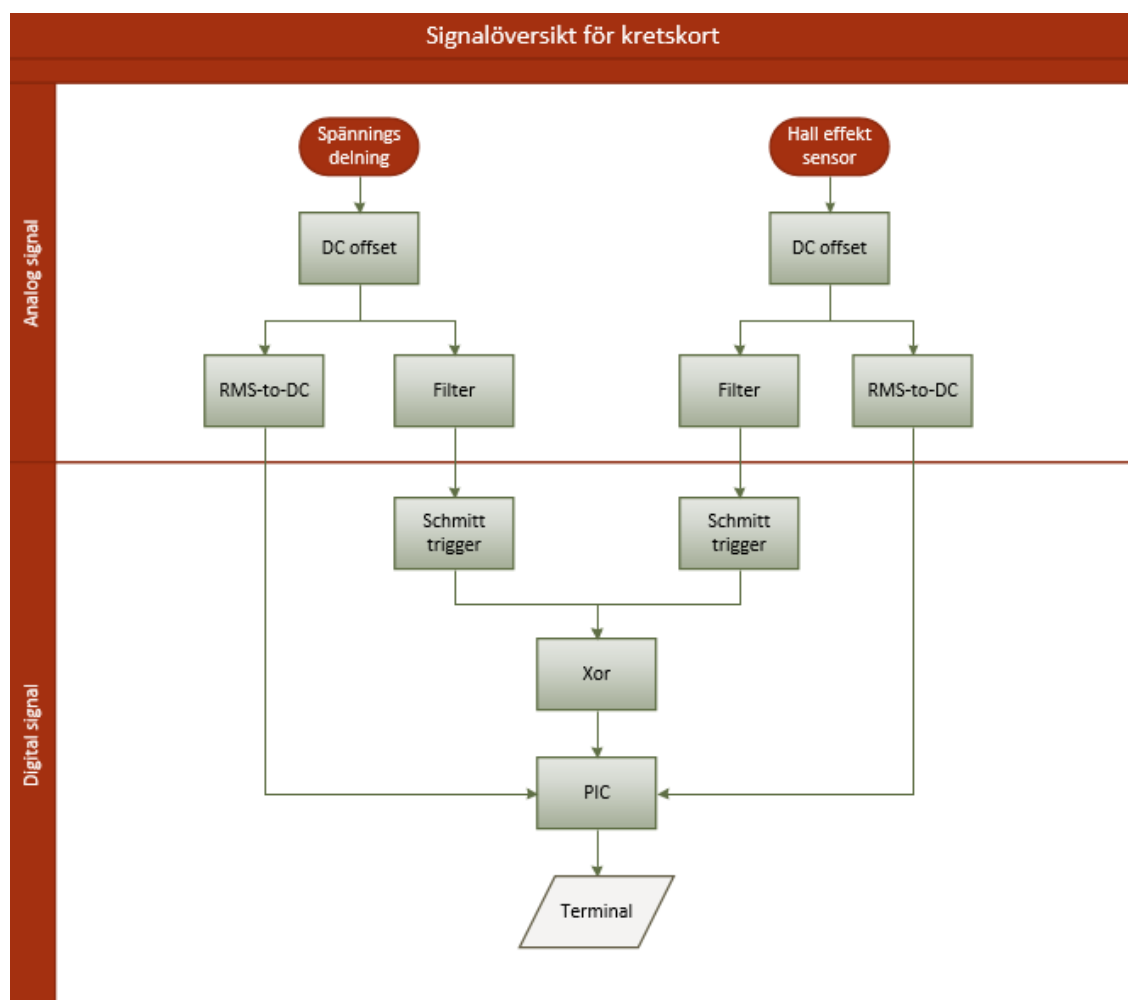
För att testa komponenterna samt de konstruerade kretsarna användes:

- Rigol DG1032 en tongenerator som har 2 stycken kanaler vilket gjorde att både strömmen respektive spänningens signaler kunde simuleras.
- Tektronix TDS 2012B ett Oscilloskop med två kanaler
- Multimeter

För att testa hur komponenterna reagerade och fungerade användes ett kopplingsdäck för att koppla upp komponenterna på. Efter att önskat resultat uppnått överfördes komponenterna till ett experimentkort för att lödas på plats permanent. Därefter utfördes samma tester på detta kort som gjordes på kopplingsdäcket. Om testerna var bra blev

det tester ute på företagets spole och deras generator. Ifall det sista testet visade sig bra nog ute på företaget ansågs denna del av kretsen vara färdig för tillfället och nästa del började testas, först för sig själv, för att sedan kopplas tillsammans med de redan färdiga delarna. När flera olika delkretsar var konstruerade och sammansatta testades de igen för att se huruvida resultaten från de enskilda delarna fortfarande var samma och ifall de var det, kunde kretsen efter ett sista test på företaget anses färdiga.

För att få plats med alla komponenter blev det beslutat att dela upp hallgivarens signalbehandling och spänningsdelningens signalbehandling på två separata kort samt ett kort för mikrokontroller och kommunikationen ut till hårdvara för uppsamling av data.



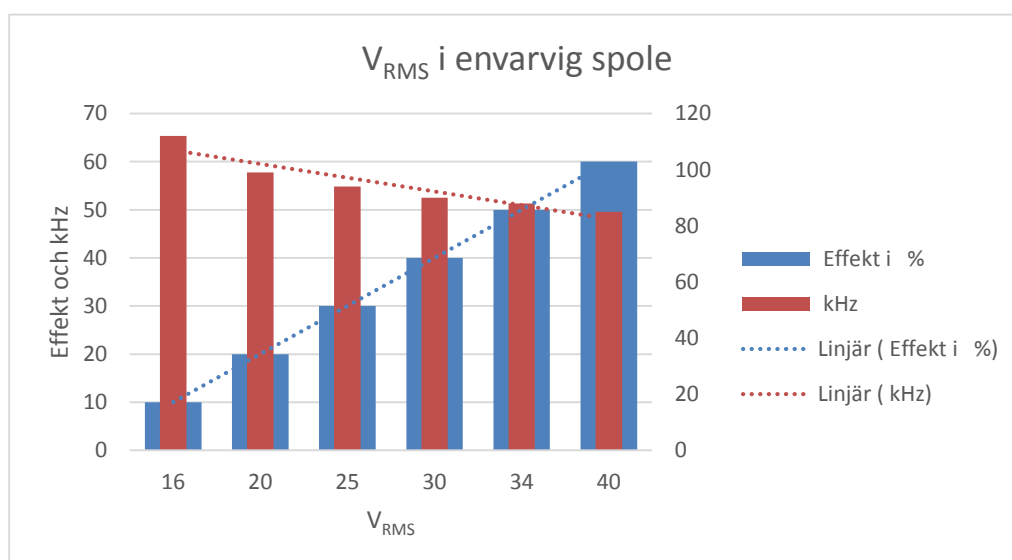
Figur 6 Signalöversikt för kretskort

Skissen som utformades för hur informationen skulle skickas och analyseras i kretsen illustreras i figur 6. Kretsarna består av en analog del och en digital del. De är designade så att en del av sin yta är dedikerad enbart till regulatorer för komponenternas olika matningsspänningar.

Kretskortet för hallgivarens samt spänningens signalbehandling byggdes på ett kort med måtten 100·160 mm. och var av typen experimentkort med banor vilket innebar att på undersidan så hade kortet 22 stycken antal banor. Dessa banor är av koppar och används för att undvika extra kabeldragning på kortets ovansida men måste också kapas ifall banan behövdes för en annan sorts signal.

### 4.3 Envarvig spole

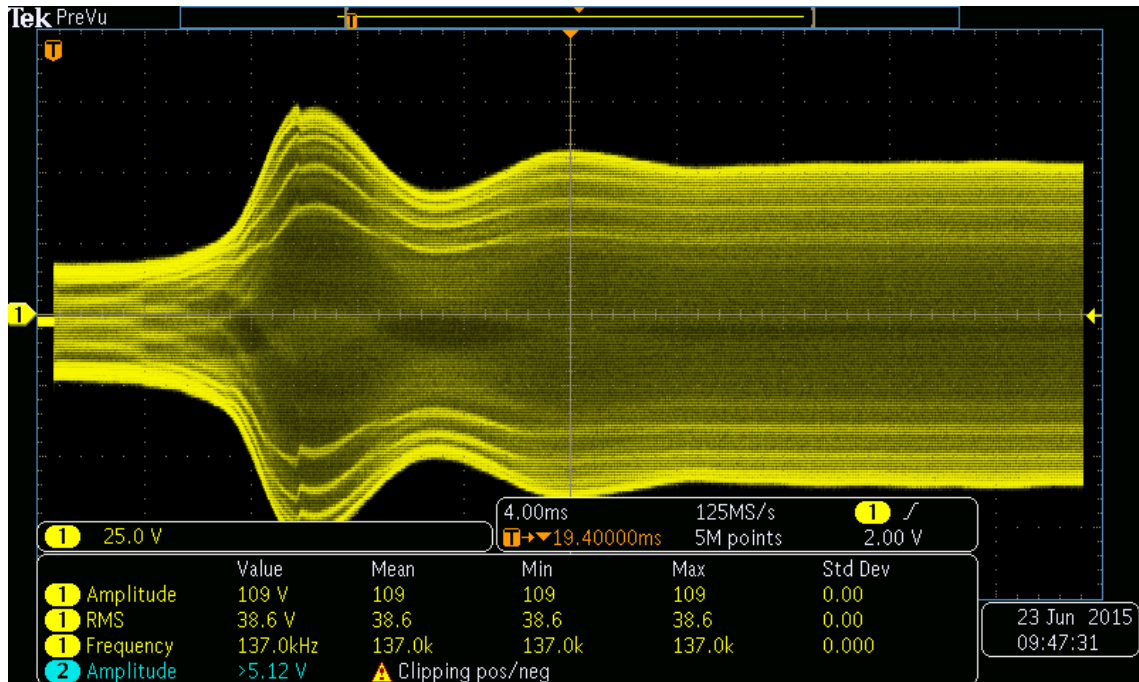
Efter diskussion med handledaren på ÅR Carton insamlades information om spolen som skulle användas under examensarbetets gång. Oscilloskopet kopplades direkt över spolens +/- poler som på så vis gav den aktuella utspänningen. Här utfördes tester för olika effekter från generatoren för att se eventuella förändringar på värdena som gavs ut. Värdena för spolen togs fram genom mätning av spänningen över spolen. Just denna generator har ett max värde på 6 kW men ett sådant högt värde ska inte användas under examensarbetet utan ett intervall på mellan 10 % till 60 % var måleffekten. För att hitta ett rimligt värde att basera kretsen runt så analyserades tolv spänningsmätningar gjorda på den envarviga spolen vid olika effekter.



Figur 7 -  $V_{RMS}$ , effekt och frekvens i den envarviga spolen

Under ett test när hela pulsen blev synlig på oscilloskopet blev det klart att spänningen ökar lite hela tiden men bara med några volt över hela pulsen. Det som däremot spelade större roll är uppstartsfasen av pulsen där generatoren först gav ut ett för högt värde för att sedan ställa in sig på de inställda parametrarna, vilket syns i figur 8. Detta visade att kretskortet som skulle byggas måste tåla mer än vad intervallet angav innan. Vidare så

får detta också betydelse för när värdena ska tas ut från kretsen och för att jämföra värden med varandra så måste de vara inom samma tidsspann.



Figur 8 Envarviga spolens uppstarts beteende

Värdena kunde sedan användas som referenspunkter för att hitta rätt komponenter till en framtida krets. Det som var tvunget att tas med i beräkningarna var att värdena kunde förändras en hel del beroende på vilka värden som generatoren ställs in på. Generatoren som drev spolen kan ge ut upp till 6kW och därför måste kretsen för analys av data från spolen klara av ett spann på  $\pm 50\%$  av måleffekten som angetts tidigare.

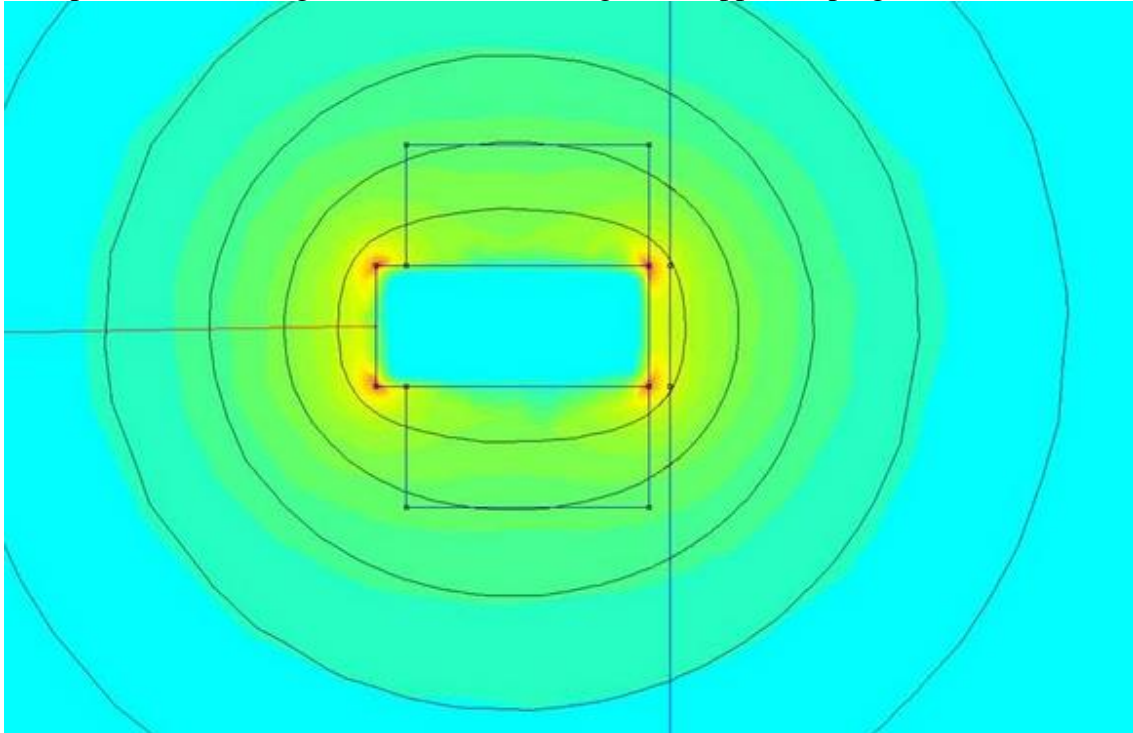
#### 4.3.1 Magnetiska flödet runt om den envarviga spolen

Magnetfältets styrka kring den envarviga spolen måste stämma med värdet som beräknades utgående från strömmen så därför var det av största vikt att få fram ett simulerat värde på flödestätheten så att komponenterna som hanterade det magnetiska fältet blev tillräckligt känsliga. För att simulera fram dessa värden så användes programmet Femm.

Parametrarna som behövdes i Femm var:

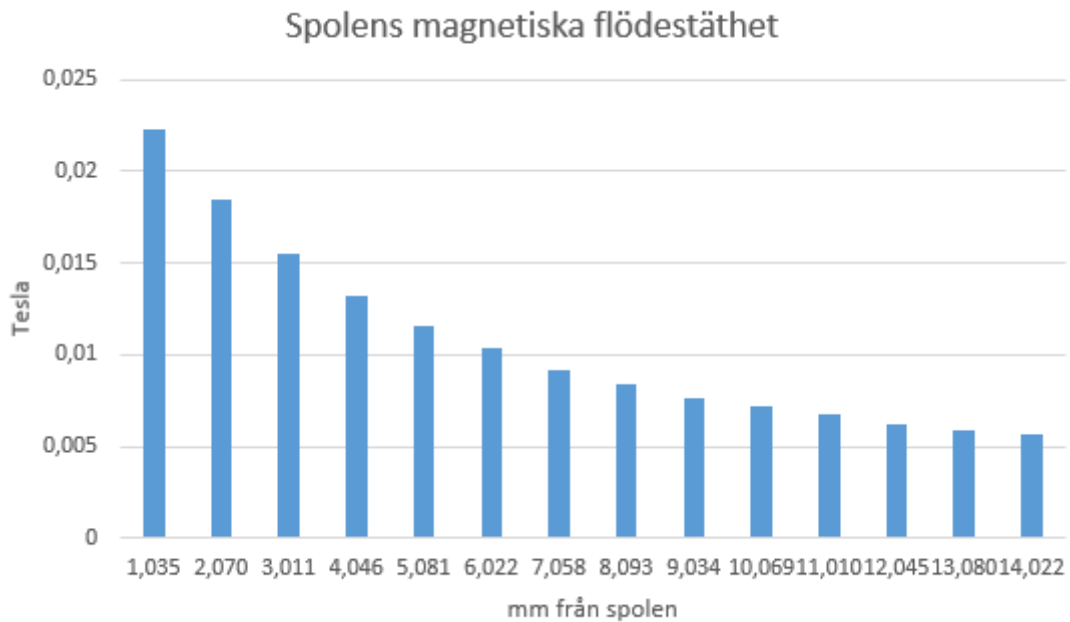
- Spolens omkrets och bredd
- Spolens materialpermeabilitet
- Eventuella inläggs tjocklek och dess permeabilitet.

Med parametrarna inlagda i Femm blev ett magnetfält uppritat i programmet.



*Figur 9 Magnetfältets utbredning från spolen, skapat i Femm*

Simuleringen i Femm visade att en hallgivare bredvid induktorn skulle kunna vara lämplig som mätagivare och det som mest påverkade värdena var avståndet till själva induktorn. Ju närmare desto starkare magnetfält vilket då gav ut ett större värde från hallgivaren.



Figur 10 Magnetiska flödestätheten från spolen.

Värdena från figur 10 är:

- $a = 1,035 \text{ mm}$ ,  $B = 0,02228 \text{ T}$
- $a = 5,081 \text{ mm}$ ,  $B = 0,01154 \text{ T}$
- $a = 10,069 \text{ mm}$ ,  $B = 0,00719 \text{ T}$

Tio mm från en rak ledare blir det teoretiska resultatet:

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi a} \Rightarrow B = \frac{4 \cdot 10^{-7} \cdot 500}{2 \cdot \pi \cdot 0,01} = 0,0032 \text{ T}$$

Vilket ger i Gauss:

$$\frac{0,01}{1 \cdot 10^{-4}} = 32 \text{ G}$$

Resultatet från simuleringen i Femm skilde sig något från det teoretiskt förväntade värdet från formeln för en rak ledare. Därav kunde värdena för en hallgivare uppskattas från beräkningar för en rak ledare [1].

## 4.4 Rogowskispole

Efter diskussion med handledaren och mätresultaten på den envarviga spolens dimensioner bestämdes kraven på rogowskispolen till att själva lindningen på rogowskispolen helst skulle ha en diameter på 6 mm eller mindre på den och att den skulle kunna omsluta en ledare på cirka 25,5 mm<sup>2</sup>. Rogowskispolen skulle även klara av de tidigare nämnda kraven. Till att börja med så var tanken att köpa in en färdig rogowskispole.

### 4.4.1 Inköp av en Rogowskispole

Handledaren föreslog att företaget PEM verkade vara seriösa och kunniga med att göra rogowskispolar. Efter lite efterforskning på deras hemsida skickades en förfrågan om en spole som skulle kunna klara kraven som ställts. Kontaktpersonen på PEM föreslog deras CWT Mini HF 6, som hade en tjocklek på 4,5 mm, längden kunde väljas till 100 eller 200 mm lång. Kostnaden på spolen skulle ligga på 730 GBP med tillkommande 30 GBP frakt.

### 4.4.2 Göra en egen Rogowskispole

Då inköp av en rogowskispole ansågs vara för dyrt, påbörjades efterforskningarna om hur man skulle kunna göra en egen rogowskispole som nästa steg. Snabbt hittades att spänningen som induceras i spolen kan beräknas med hjälp av formeln [7]:

$$V_R \approx -A \frac{N}{l} \mu_0 \frac{di}{dt}$$

Här är A arean av de små looparna,  $\mu_0$  är permeabiliteten i luft,  $\frac{N}{l}$  är varv per meter och  $\frac{di}{dt}$  är strömförändringen i ledaren.

Då ledaren som spolen virades runt hade diametern  $\sim 7,9$  mm och strömförändringen i ledaren var

$$\frac{di}{dt} = 2\pi I f$$

Den parameter som var lättast att ändra för att få önskad utspänning var antalet varv per meter. En inducerad spänning på 1 - 2 V önskades, då det var dokumentationen till RMS-till-DC-konvertern hade angett det som optimalt spänningsintervall, för att max få ut 1 % fel i högre frekvenser upp till 200 kHz. För att beräkna den inducerade utspänningen skrevs ett pythonskript där användaren kunde ange frekvens, omkrets på rogowskispolen, och antal önskade varv på den angivna omkretsen.

Beräkningar utfördes med frekvenser på 80 kHz och 120 kHz, då dessa var de extrempunkter som uppmätts på företaget. När det kom till omkretsen så skulle den omsluta en rektangulär ledare med en area på 25 · 5 mm<sup>2</sup>. Detta gav en diameter på:

$$d = \sqrt{25^2 + 5^2} \approx 25,495 \text{ mm}$$



Vilket gav att minsta möjliga omkrets för rogowskispolen var cirka 80 mm. Beräkningarna i skriptet gjordes med en omkrets på 100 mm. Till sist angavs några olika antal varv för att se utspänningen. Efter tester visade det sig att 80 varv per meter gav ut  $1 < V_R < 2$  V vilket var den önskade utspänningen.

## 4.5 Komponenter i kretskortet för hallgivaren

Komponenterna kopplades upp för sina första tester på ett kopplingsdäck. Drivspänning anslöts till komponenterna innan dessa kunde ta emot någon signal, eftersom de annars hade riskerat att gå sönder.

### 4.5.1 Spänningsregulator

På kretskortet för signalbehandling av hallgivarens signal behövdes både  $\pm 15$ V och  $\pm 5$ V. För att få ut rätt värde utan att använda sig av flera olika labbaggregat så kopplades ett labbaggregat så att den gav ut  $\pm 15$ V samt en jord. På så vis fick kortet en jord och kunde samtidigt omvandla inspänningen genom två stycken spänningsregulatorer till  $\pm 5$ V vilket krävdes för en stor del av komponenterna. En viktig parameter för regulatorerna var att de behövde få ett specifikt lägsta värde på inspänningen för att de skulle kunna fungera och detta angavs som dropout voltage i databladen.

Följande regulatorer användes på kretskortet:

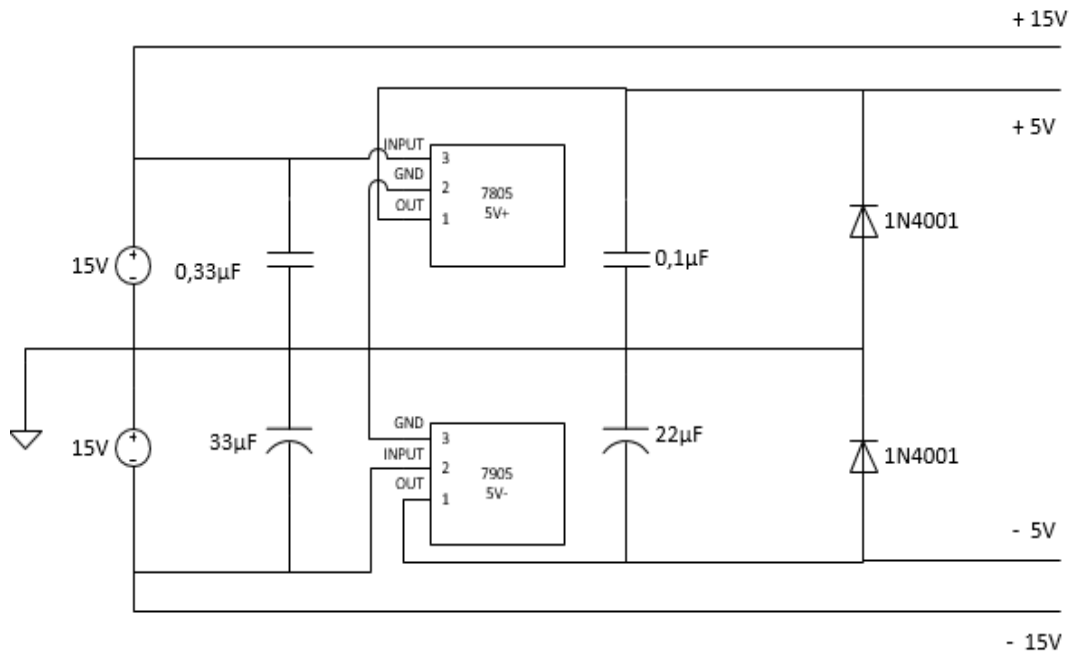
- Spänningsregulator -5 V L7905CV
- Spänningsregulator +5 V MC7805ACTG

På kretskortet för hallgivaren drevs följande komponenter med  $\pm 15$  V (alt. 10 V):

- OP (TL072ACP/LME79720NA)
- RMS-till-DC-konverter (AD637)

$\pm 5$  V drev följande komponenter:

- OP (TL072ACP/LME79720NA)
- Komparator (LM311P/N)
- XOR-grind (SN74ALS86N)
- Hallgivare (A1366LKTTN-10-T)



Figur 11 Drivspänningar för hallgivarkortet.

Komponenterna i kretskortet kunde drivas med 5V spänning men de flesta av dem kunde även klara av en spänning upp till 15V. När en spänningsregulator reglerar ner spänningen till en lägre spänningsnivå så blir det en effektförlust som påverkas av differensen mellan inspänningen och dess utspänning. Därav valdes oftast att använda 10 V som högst för att spänningsregulatorerna skulle få så lite effektförlust som möjligt. Att välja spänningen lägre hade varit ett alternativ då 7805 behöver 2 V över det den ska ge ut och 7905 endast behöver 1,2 V över men med tanke på att RMS-kretsen skulle fungera som bäst vid 10 till 15 V så beslöts det att hålla inspänningen på 10 V.

Efter första försöket att koppla en spänningsregulator som endast fungerade i 30 minuter drifttid misstänktes det att en kylfläns skulle behövas. Därför räknades effektförlusten på regulatorerna ut:

$$W_{Regulator} = (V_{in} - V_{ut})I_{Last}$$

Vid 10V in i regulatorn uppmättes:

$$I_{+} = 29,70 \text{ mA}$$

$$I_{-} = 23,45 \text{ mA}$$

Effektförlusten på regulatorn:

$$W_{7805} = (10 - 5,05) \cdot 29,70 \cdot 10^{-3} = 147,02 \text{ mW}$$

$$W_{7905} = (-10 - (-5,05)) \cdot 23,45 \cdot 10^{-3} = 116,08 \text{ mW}$$

Vid 15 V in i regulatorn:

$$I_{+} = 30,53 \text{ mA}$$

$$I_- = 29,17 \text{ mA}$$

Effektförlusten på regulatorn blev då:

$$W_{7805} = (15 - 5,05) \cdot 30,53 \cdot 10^{-3} = 303,77 \text{ mW}$$

$$W_{7905} = (-15 - (-5,05)) \cdot 29,17 \cdot 10^{-3} = 290,24 \text{ mW}$$

Regulatorn 7905 har termiska resistansen  $R_{\text{THJ-a}}$  50° C/W vid temperatur ökning.

Regulatorn 7805 har termiska resistansen  $R_{\text{THJ-a}}$  65° C/W vid temperatur ökning.

150° C var den maximala temperaturen som regulatorerna kunde hantera.

Det antogs att omgivningens temperatur kunde uppnå 35° C och då blev max effekten som kretsen klarade av:

$$P_{\text{max } 7805} = \frac{150 - 35}{65} = 1,77 \text{ W}$$

$$P_{\text{max } 7905} = \frac{150 - 35}{50} = 2,30 \text{ W}$$

Efter den teoretiska kontrollen blev det klart att ingen kylning hade behövts för regulatorerna. Orsaken till felet i regulatorn kunde varit en kortslutning i kretsen och verkade inte ha att göra med värmen som bildats i den. Men kretskortet hade plats för kylflänsar och de var redan inköpta så de blev utplacerade på kretskortet. Valet av komponenter kring regulatorerna gjordes med hjälp av produktokumentationen som också angav vilken typ av komponenter som skulle användas runt om dem. Kondensatorerna som fanns till förfogande var inte av Tantal så därför användes kondensatorer med minst tio gånger större kapacitansvärde än vad specifikationerna angett. Kondensatorerna  $C_1$  och  $C_2$  är avkopplings kondensatorer och blev placerade så nära regulatorerna som möjligt då de fanns med i kretsen för att stabilisera drivspänningen till komponenten.  $C_3$  och  $C_4$  fanns i kretsen för att förbättra transientsvaret från regulatorerna och placerades därför ut efter regulatorerna. Sist i kretsen placerades två högströmsdioder för att skydda kretsen mot kortslutningar. I databladet för regulatorerna var det angivet att de hade ett felintervall på  $\pm 0,2 \text{ V}$  vilket innebar att komponenterna som kopplades till dem antingen var tvungna att klara av denna skillnad eller anpassas efter kravet.

Resultatet ut från regulatorerna på det färdiga prototypkortet blev spänningarna:

- Positiv: +5,05 V
- Negativ: -5,05 V

Eftersom kretskortet skulle vara så litet som möjligt samt att minsta möjliga kabelåtgång skulle prioriteras så fick några komponenter en högre spänning än vad de egentligen behövde för att fungera. För RMS-till-DC-konvertern valdes en matningsspänning på 10V, därför fick även operationsförstärkaren som låg närmst den på kortet också denna spänning för att minska kabeldragningen. Nästa komponent som skulle ha ett specifikt värde var komparatorn vilken krävde en spänning på 5 V för att kunna ge ut en hög och låg utsignal. Detta medförde att operationsförstärkare bredvid komparatorn förseddes med  $\pm 5 \text{ V}$  drivspänning.

#### 4.5.2 Halleffektsensor

Den halleffektsensor som fungerade för växelströmmens snabba frekvens var Allegros A1366 med sin 120 kHz bandbredd vilken vid tillfället var den snabbaste som kunde hittas på marknaden. Känsligheten var hela 10 mV/G vilket var den lägsta bland de givare som kunde passa för detta specifika ändamål. Tillverkaren Allegro hade väl dokumenterad information om linjära halleffektsensorer och utifrån dokumentationen blev det klart att A1366 skulle kunna hantera samtliga krav som satts upp för examensarbetet [9].

Hallgivarens utsignal är proportionell mot styrkan i det magnetfält som den utsätts för och därför behövdes det en uppskattning av strömstyrkan i spolen som skapade magnetfältet [10].

Eftersom strömmen i den envarviga spolen beräknas uppgå till cirka 500 – 600 A antogs det att ingen förstärkning av signalen ut från hallgivaren behövdes. Vid en lägre strömstyrka skulle det krävas en form av förstärkning av signalen med hjälp av en operationsförstärkare.

Följande specifikationer kunde utläsas från datorbladet för hallgivaren:

- Känslighet: 10 mV/G
- Intern Bandbredd: 120 kHz
- DC-Offset:  $V_{(ut)TA} = 2,5 V$
- Utgångsmättnadsspänning:  
 $V_{hög} = 4,7 V$   
 $V_{låg} = 0,3 V$
- 1G(gauss) = 0,1 mT

För att vara säkra på att hallgivaren skulle fungera utfördes teoretiska beräkningar inom vilket intervall hallgivaren kunde läsa av magnetfältet på.

$$V_{ut} - V_{hög} = 2,5 - 4,7 = -2,2 V$$

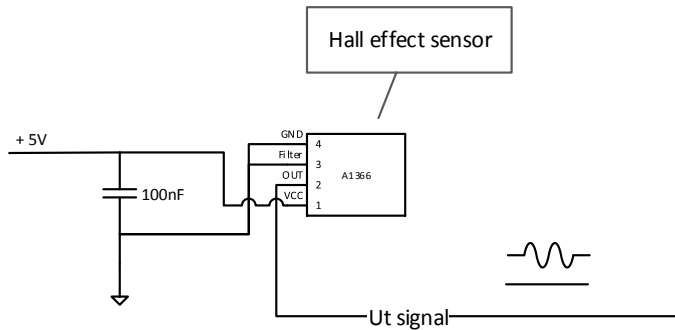
$$V_{ut} - V_{låg} = 2,5 - 0,3 = 2,2 V$$

Mätområdesintervallet för magnetfältet var:

$$\pm 2,2/0,01 = \pm 220 G = 220 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} = \pm 0,022 T$$

Med tanke på att programmet Femm ritade ut ett teoretiskt magnetfält vid 10mm från den envarviga spolen som var på 0,007T, därmed bör hallgivaren vara tillräckligt känslig för att upptäcka förändringar i magnetfältet från den envarviga spolen. Första testerna med hallgivaren var på företaget och visade att det fungerade att få ut en väldefinierad sinusvåg från hallgivaren när den låg 10 mm från den envarviga spolen. Testerna utfördes med frekvenser runt 85 - 100 kHz vilket generatorm gav ut till spolen beroende av hur effekten ställdes in. Effekten på generatorm ändrades under testerna så att skillnader kunde urskiljas ifall något inträffade. Första testet var med bara

hallgivaren samt avkopplingskondensatorn i en krets tillsammans, se figur 12.

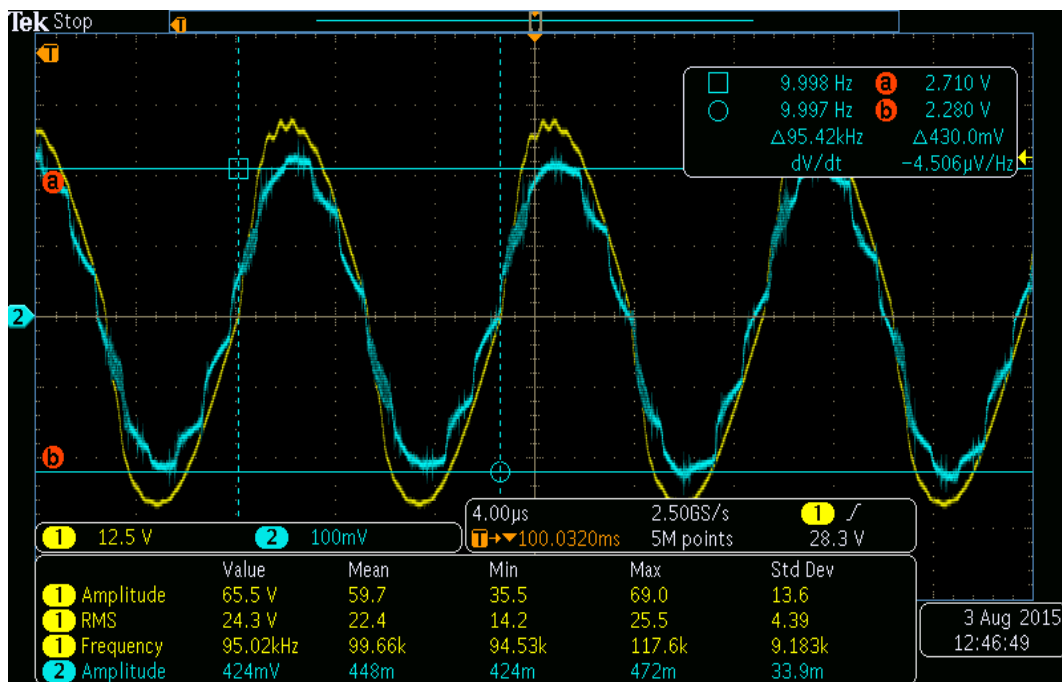


Figur 12 Halleffektsensor

Inställningarna på generatort är 30 % av maxeffekten och skickade ut en 240ms lång puls.

Testet visade ett värde från hallgivaren på ~152mV<sub>RMS</sub>. Sinuskurvan såg korrekt ut samt att den även följde spänningens sinuskurva i fäsförhållande.

Spänningen mättes med en differentialprobe medan spänningen från hallgivaren mättes med en vanlig probe.



Figur 13 Gul Spänningen, Blå hallgivare.

I rutan för kursorerna i figur 13 syns det att dc-offseten låg mellan 2,28V till 2,71V vilket då blev:

$$\left( \frac{0,430}{2} \right) + 2,28 = 2,495 \approx 2,5V.$$

Eftersom sinusvågen inte låg centrerad runt 0V var det tvunget att införas en kondensator på 100nF i serie efter hallgivaren i kretsen så att sinusvågen korrigerades ner till nollnivå. För att jämföra fasen från strömmätningen med fasen från spänningsmätningen så måste de se likadana ut och därför krävdes samma kapacitans på kondensatorerna för dessa två kretsar.

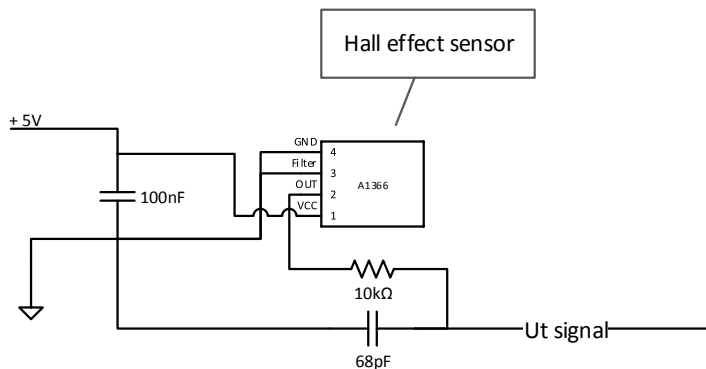
Andra testet utfördes med samma krets som ovan men denna gång även med ett RC-filer (LP) inkopplat på utsignalen vilket tillverkaren Allegro hade som förslag i databladet. Signalen som uppkom var lite mer oregelbunden men ansågs ändå bra nog ut för att kunna arbeta med. Spolens signal hade efter tester ett frekvensspann på 80kHz till 110kHz. För att minimera risken att filtrera bort frekvenser som inverkar i signalen valdes brytfrekvensen på filtret till 240kHz.

Genom följande uträkningar bestämdes de andra komponenternas värden till:

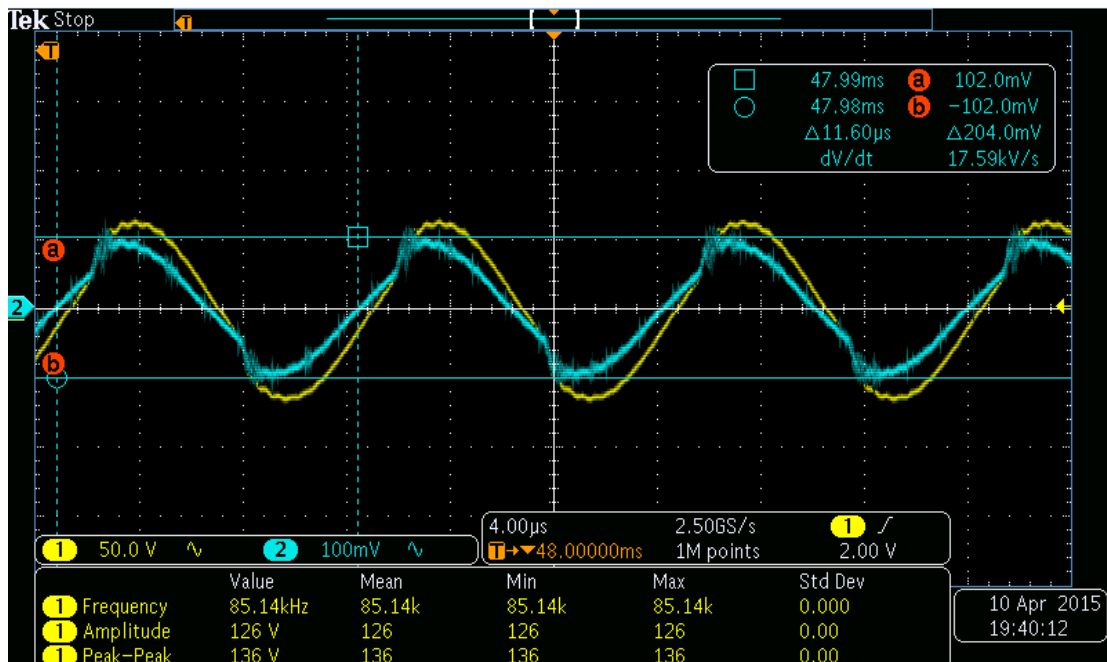
- R antogs till: 10kΩ
- C räknades ut med följande formel:

$$C = \frac{1}{2\pi Rf}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 240 \cdot 10^3} \approx 68pF$$



Figur 14 Halleffektsensor med LP filter



Figur 15 Gul spänning över den envarviga spole,, Blå halleffektsensor.

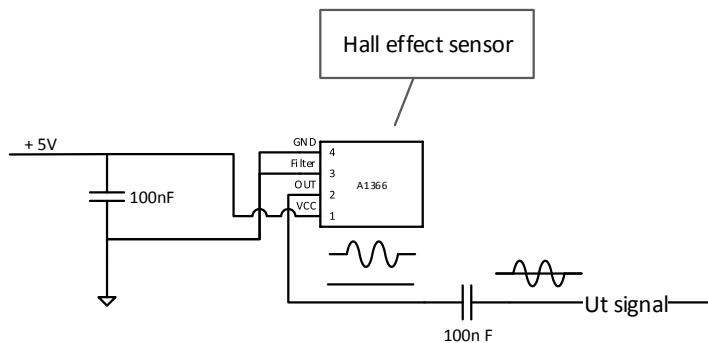
På detta test låg signalen på  $\sim 70\text{mV}_{\text{RMS}}$  men signalen var inte längre sinusformig. Efter testet med LP-filtret såg det ut som om det bästa var att låta enbart det inbyggda filtret i hallgivaren vara verksamt i kretsen men eftersom specifikationerna i data bladet angav att det ska finnas ett filter efter kretsen så prövades ett filter med en högre kapacitans och lägre motstånd inkopplat. Tredje testet bestod av följande komponenter som beräknades enligt följande:

R antogs till  $1,3\text{k}\Omega$  och brytfrekvensen till  $180\text{kHz}$  och C beräknades till:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 1300 \cdot 180 \cdot 10^3} \approx 680\text{pF}$$

Efter test med den nya kretsen blev det klart att filtret inte medförde något bra till kretsen så det övergavs och komponenterna efter hallgivaren fick ta hand om eventuell filtrering.

Resultatet blev en krets med enbart hallgivare inkopplad samt en kondensator i serie, se figur 16.



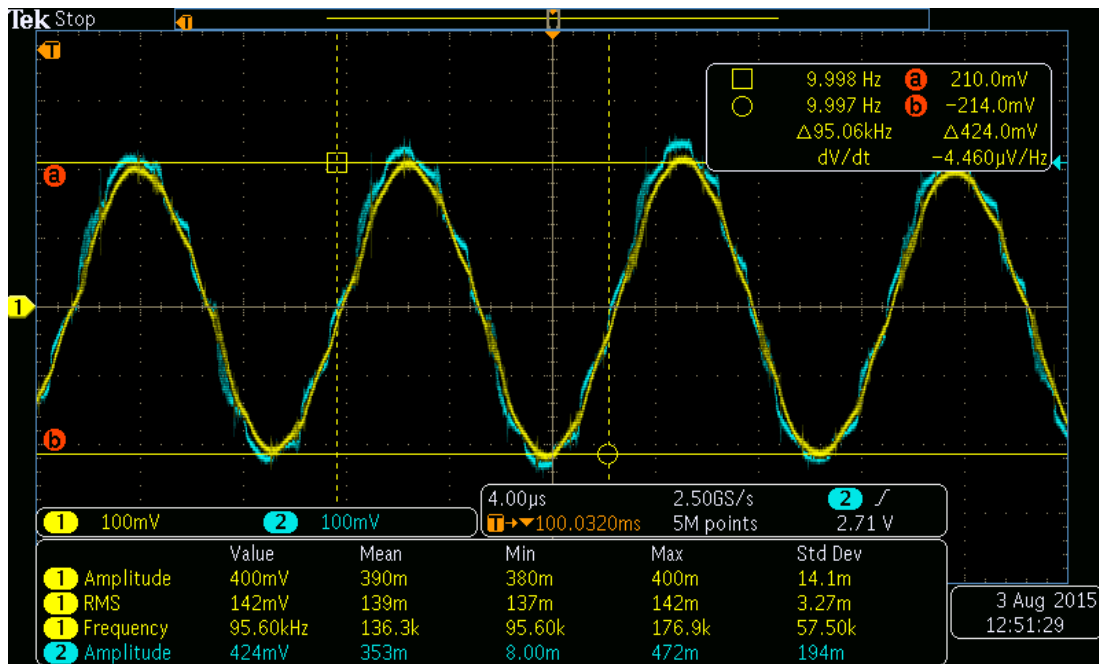
Figur 16 Halleffektsensor kopplings schema

Innan signalen kopplades in till nästa komponent för beräkning av RMS-värdet och omvandling till fyrkantsvågor så behövdes det en spänningsföljare. Spänningsföljarens uppgift var att skilja hallgivaren från efterföljande komponenter så att signalen inte blev förvrängd av dessa komponenters impedanser. Efter att denna komponent satts in så utfördes ett sista test, se figur 17 och tabell 1, och därefter ansågs halleffektsensordelen vara klar.

Tabell 1 Hallgivarens utsignal vid varierande effekt i spolen.

Generator effekt %	Frekvens kHz	V <sub>PP</sub> mV	V <sub>RMS</sub> mV
10	120	172	61
20	103	308	109
30	96	424	150
40	91	530	187
50	89	622	220





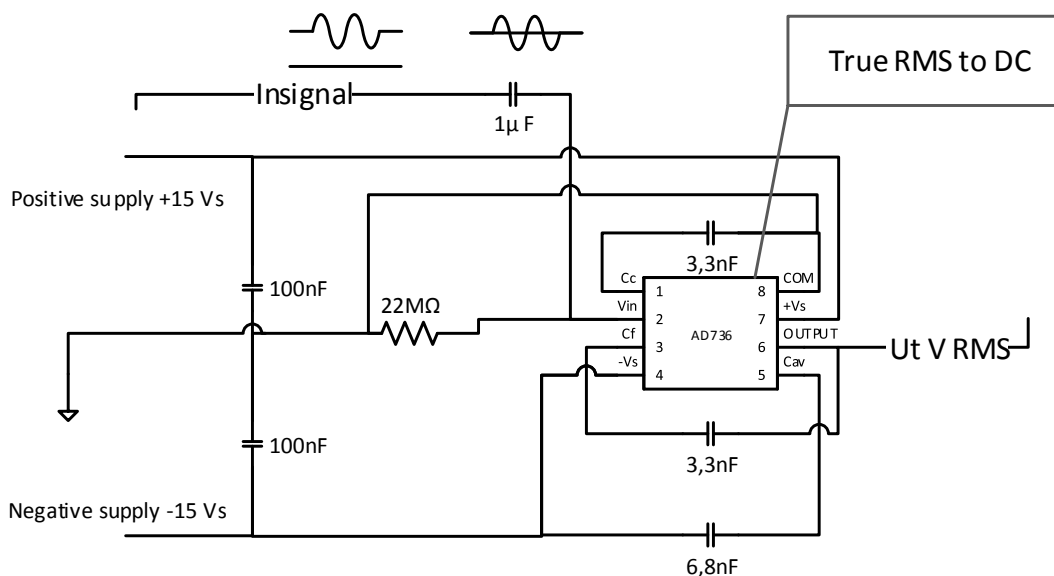
Figur 17 Signaler från hallgivaren, ingen DC-offset

#### 4.5.3 RMS-till-DC konverter

För att räkna ut RMS-värdet från ett oscilloskop så måste signalernas topp-till-topp-värde mätas och sedan kunde RMS-värdet beräknas enligt följande:

$$V_{RMS} = \left( \frac{V_{pp}}{2} \right) / \sqrt{2}$$

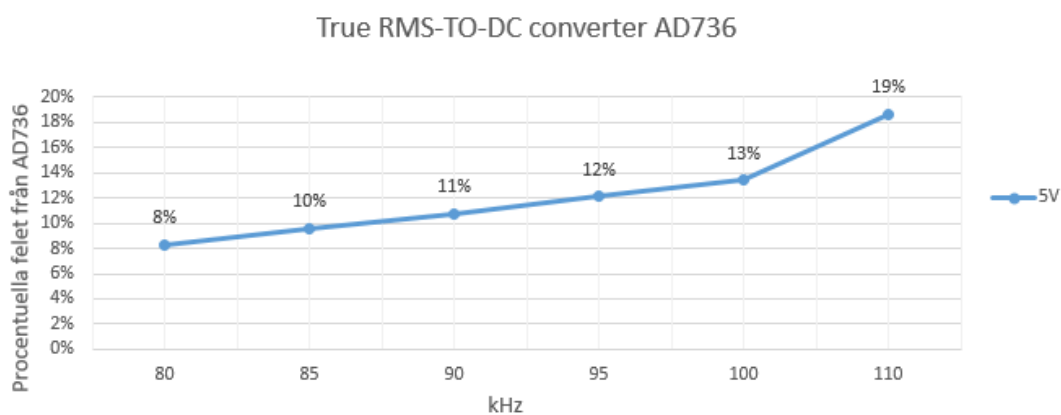
För att inte behöva göra en krets som lokaliserar topp-till-topp-värdena samt efter det göra beräkningarna så användes kretsen RMS-till-DC konverter. Den första RMS-kretsen som testades var AD736 som enligt specifikationerna skulle kunna hantera frekvenser runt 100 kHz. Komponenten kopplades upp enligt figur 18, och dess kringkomponenter hittades i databladet för RMS-kretsen.



Figur 18 True RMS-till-DC-konverter AD 736

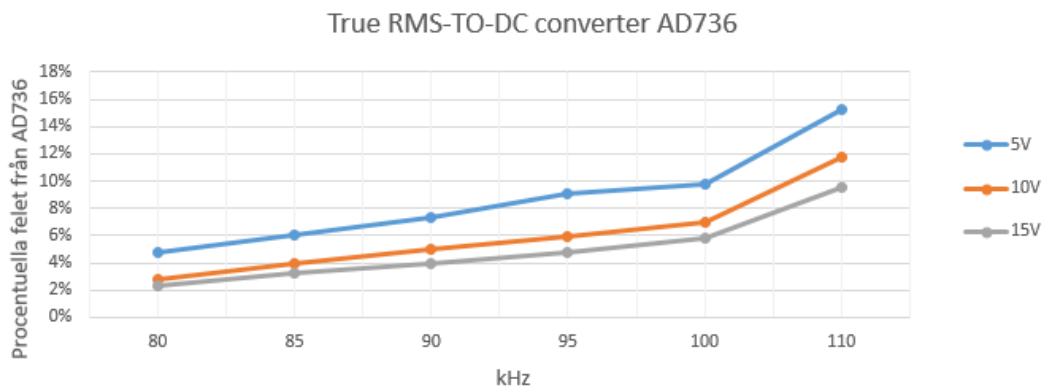
För att RMS-kretsen skulle fungera optimalt söktes information upp i dokumentationen som angav att RMS-komponenten vid frekvenser på 55 kHz skulle ha en sinusvåg på 10 mV<sub>RMS</sub> och för 170 kHz skulle den ligga på 100 mV<sub>RMS</sub> för att få ett fel på runt 1 % mellan insignal och utsignal. Detta medför att testerna som behövdes utföras för att se ifall komponenten gav ut rätt värde bestod av olika frekvenser som simulerades vid olika stora spänningar på insignalen. Frekvensspannet angavs till 80 - 110 kHz och insignal till 80-100 mV<sub>RMS</sub>.

Kretsen byggdes först upp på ett kopplingsdäck och därefter utfördes tester på hur exakt den var. I figur 19 visas den procentuella ökningen av det avlästa felet ju högre frekvens som ges på insignalen.



Figur 19 RMS AD736, baserat på 50 tester. Drivspänning 5V. Kopplingsdäck.

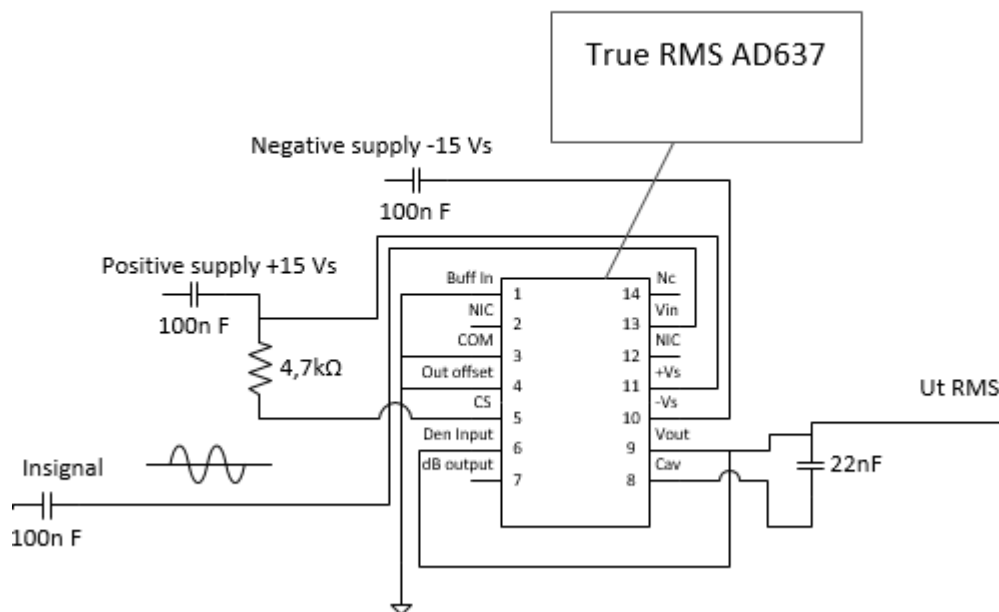
I figur 19 ser felet från RMS-komponenten AD637 ut att vara linjärt till runt 100kHz vilket skulle kunna räcka för kretsen som skulle byggas och felet skulle sedan kunna korrigeras i mikrokontrollern. Därför byggdes samma krets upp på ett prototypkort för att utföra samma tester igen vilka redovisas i figuren 20.



Figur 20 True RMS AD736, baserat på 50 tester. Olika drivspänningar. Experimentkort.

Det första som bör betänkas är att vid 5V drivspänning låg det procentuella felet flera procent under felet som blev på experiment kortet. Detta bör ses som ett bevis på att i ett experimentbord uppstår det en hel del parasitinduktanser samt kapacitanser som påverkar kretsarna och indirekt även signalerna ut från dessa. Vidare så blev felet klart mindre desto mer spänning som kretsen drevs av men likväl så avtog linjäriteten vid 100kHz. Även om denna komponent hade kunnat användas så ansågs det vara bra ifall kretsen kunde hantera frekvenser på över 100kHz vilket sattes som ett krav i början av examensarbetet.

Nästa komponent AD637 som beställdes hem kunde hantera frekvenser högt över 200kHz. Denna krets byggdes upp med andra komponenter än den förra RMS-komponenten. Kringkomponenterna byggdes upp med hjälp av tillhörande dokumentation för RMS-kretsen och resulterade i följande figur 21.



Figur 21 True RMS AD637

För att få max 1 % fel ut från kretsen så skulle det vara:

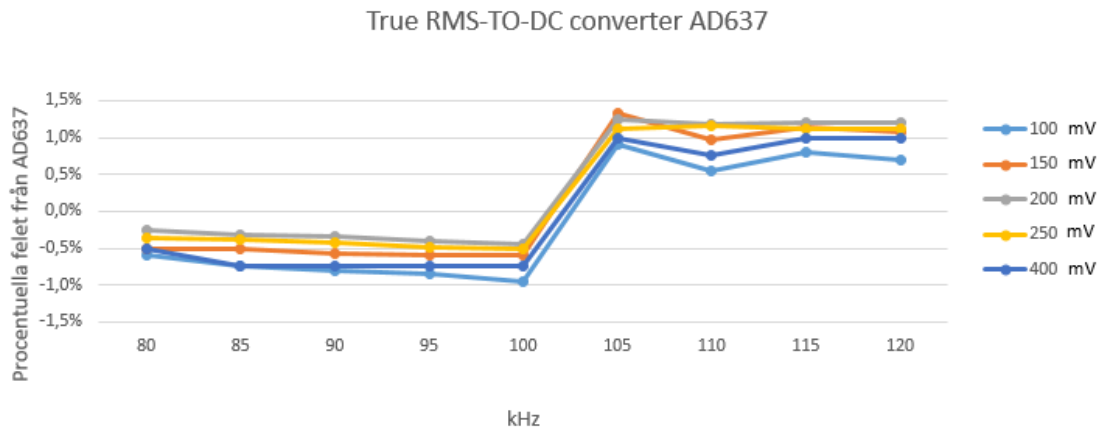
- 11kHz en insignal på 20mV
- 66kHz en insignal på 200mV
- 200kHz en insignal på 2V

För att få max  $\pm 3$ db fel ut från kretsen så skulle det vara:

- 150kHz en insignal på 20mV
- 1MHz en insignal på 200mV
- 8MHz en insignal på 2V

Därför ansågs kretsen bra nog även för den lilla signal som hallgivaren gav ut som var mellan 85mV till 350mV<sub>RMS</sub>.

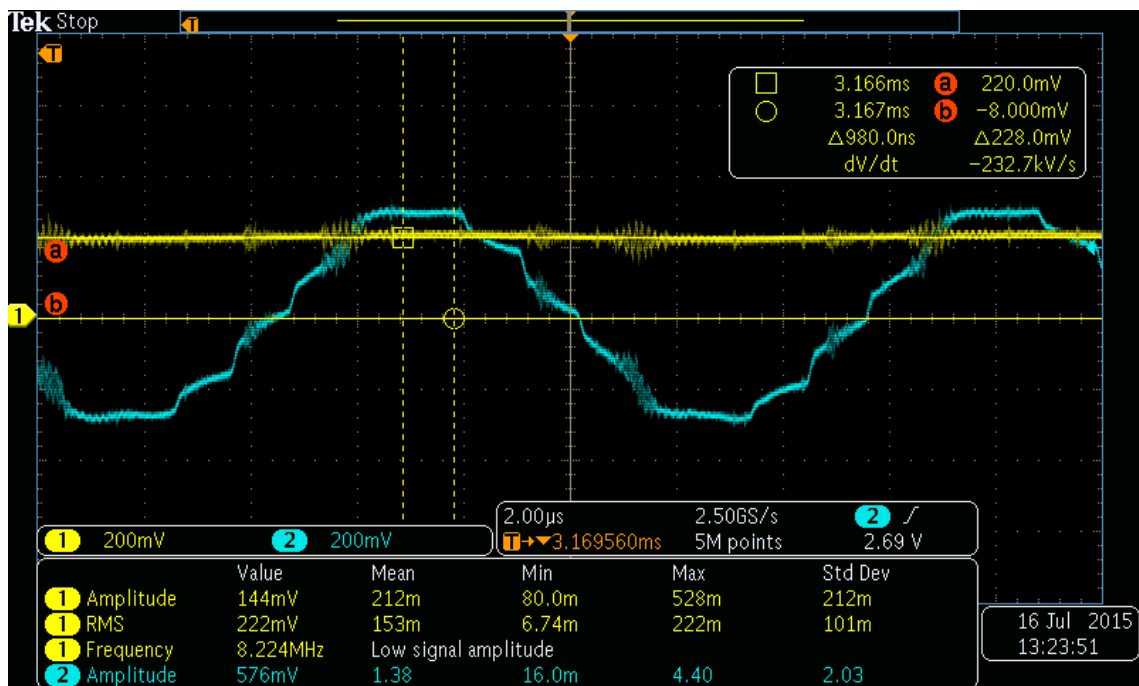
Testerna i labbmiljö med den nya kretsen konstruerad på ett experimentkort testades med olika signalsnivåer samt frekvenser och mättes med en multimeter på RMS-komponentens utgång, se figur 22.



Figur 22 Hallgivar kortets RMS-komponents test.

Resultatet blev bra och låg inom en felmarginal på cirka 1 %. Det som också blev tydligt var att ju högre insignal desto bättre utvärde och det enda som inte var helt bra var felet som inträffade runt 101kHz men det som ändrades var att felet gick från minus till plus så det ansågs bra nog. Informationen analyserades också i Matlab från oscilloskopets sparade csv fil som sedan kunde ritas upp och kalkylera ut det verkliga värdet på både RMS utgången samt vad ingången verkligen gav in till komponenten. Insignal till komponenten låg på  $199\text{mV}_{\text{RMS}}$  och RMS utgångens värde blev  $201,6\text{mV}_{\text{RMS}}$  vid en simulerad signal inställd på  $200\text{mV}$  med en frekvens på  $95\text{kHz}$ .

Ett sista slutgiltigt test genomfördes på företagets spole och resulterade i figur 23.



Figur 23 Blå insignal till RMS-krets, Gul RMS-komponents värde.

Enligt oscilloskopets kursorer låg  $V_{RMS}$  ut från RMS-kretsen på 212mV och ifall att oscilloskopet ger ut korrekt för blå signal topp till topp så blev detta värde omräknat i RMS:

$$V_{RMS} = \left(\frac{V_{pp}}{2}\right)/\sqrt{2} \Rightarrow V_{RMS} = \left(\frac{576 \cdot 10^{-3}}{2}\right)/\sqrt{2} = 204mV$$

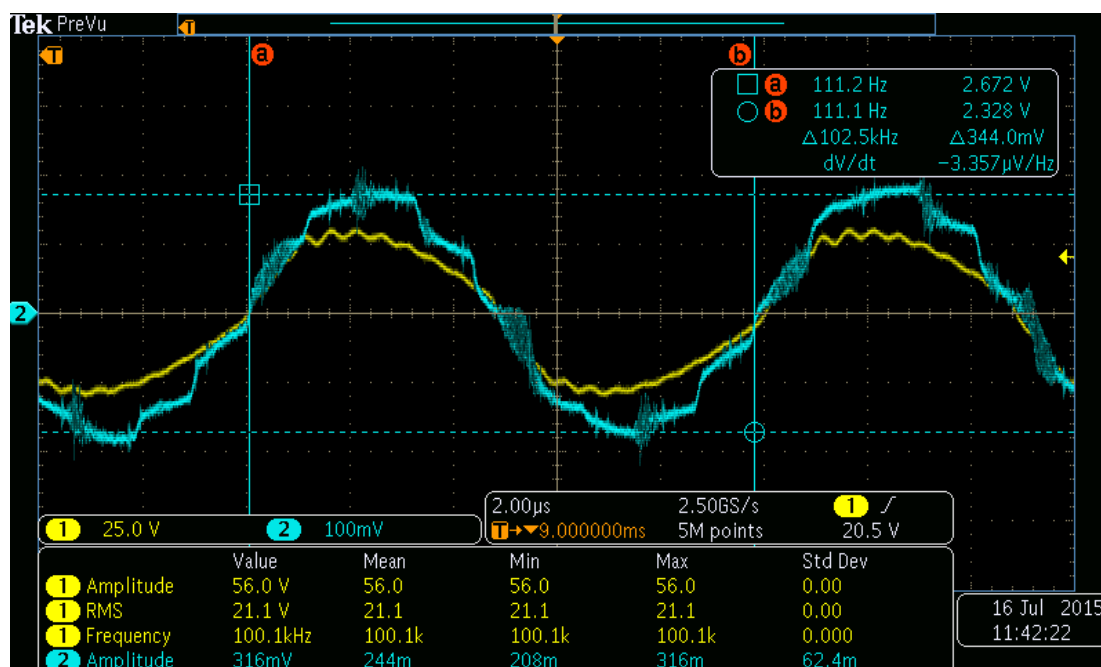
Med osäkra parametrar i form av kursorer så låg felet på 3,9 %.

Därmed ansågs kretsen klar för att monteras tillsammans med övrigt klara delar.

#### 4.5.4 Fyrkantsvåg

I denna del av kretsen sker övergången mellan analog signal till digital signal och därmed kommer denna del vara en av de viktigaste delarna i kretsen.

För att få fram en fyrkantssignal kopplades en komparator in efter hallgivarens signal. Testerna på komparatorn utfördes med hjälp av en tongenerator Rigol DG1032 som kopplades tillsammans med ett kopplingsdäck som samtidigt matades med +/- 5V från ett labbaggregat. Därefter kunde den valda komparatorn testas med olika frekvenser och spänningar för att se vilka värden som gavs ut. Det som var mest kritiskt än en gång var hur frekvensen togs emot av komparatorerna och hur väl definierad fyrkantsvågen var efter komponenten. För att en komparator skulle kunna trigga utan att trigga för många gånger runt nollan på sinusvågen behövdes en ren sinusvåg in utan några störningar på. Redan efter test av hallgivarens signal var det klart att ett filter behövdes för att filtrera bort så mycket brus som möjligt.



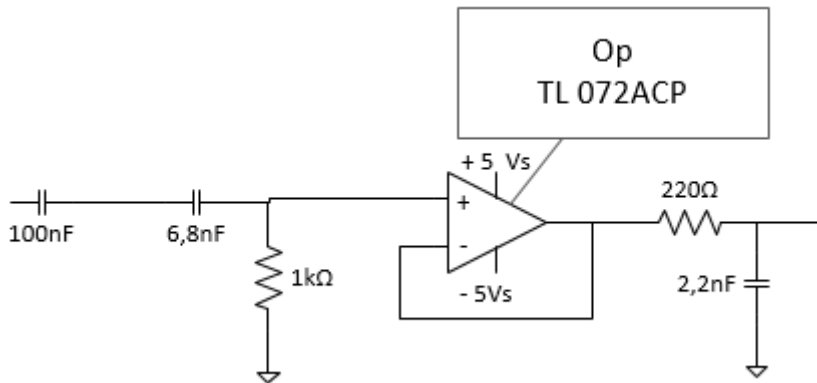
Figur 24 Blå hallgivarensignal, gul spänningen

Som figur 24 visar så ligger det brus på signalen (blå) precis runt 0V övergången och detta klarar inte komparatorn av och därför blev nästa steg att implementera ett filter i kretsen.

#### 4.5.5 Filter design

De signaler som uppmättes från den envarviga spolen var inte bra nog för den signalbehandling som skulle ske utan signalen innehöll en hel del brus och störningar på frekvenser från 50kHz ändå upp till MHz bandet. För att komma runt problemet med en brusig signal infördes ett filter framför komparatorn vilken var den del i kretsen som inte kunde hantera en brusig signal. Filtret som antogs nödvändigt var ett bandpassfilter som skulle verka inom frekvensområdet 50 kHz till runt 300 kHz och därmed få ett passband på cirka 250 kHz [6], [11]. Utöver bandbredden så var målet att designa filtret på så vis att centrumfrekvens blev 100 kHz. Programmet Matlab användes för att designa och köra simuleringar av filtrets påverkan på signalen samt dess slutliga karaktär.

Ett bandpassfilter består av ett högpasfilter som efterföljs av ett lågpasfilter som tillsammans bildar ett bandpassfilter. För att dessa två filter inte skulle påverka varandra så infördes en operationsförstärkare som verkade som en spänningsföljare efter högpasfiltret, se figur 25.



Figur 25 Bandpassfilter.

Brytfrekvensen som infaller på -3db bestämdes till 25kHz och R sattes till 1kΩ. C räknades ut enligt följande:

$$C_{HP} = 1/(2\pi Rf) \Rightarrow 1/(2\pi 1000 \cdot 25000) = 6,37 \cdot 10^{-9} \approx 6,8 \cdot 10^{-9} F$$

Kondensatorvärdet avrundades upp till 6,8nF som fanns tillgå. Utöver kondensatorn på 6,8nF så fanns det en kondensator för dc-offset på 100nF före i serie med den på 6,8nF vilket i sin tur gav ut en total kapacitans för dessa två på:

$$C_{tot} = C_1 // C_2 \Rightarrow 100 \cdot 10^{-9} // 6,8 \cdot 10^{-9} \approx 6,4 \cdot 10^{-9} F$$

Frågan blev då om detta förändrade filtrets brytfrekvens nämnvärt:

$$f = \frac{1}{2\pi RC_{tot}} \Rightarrow \frac{1}{2\pi 1000 \cdot 6,4 \cdot 10^{-9}} = 24\,868 \text{ Hz}$$

Brytfrekvensen blev 24,8kHz vilket var nära nog till önskad frekvens.

För LP filtret användes samma princip, först angavs brytfrekvensen till 330kHz och R sattes till 220Ω.

C blev då:

$$C_{LP} = \frac{1}{2\pi Rf} \Rightarrow \frac{1}{(2\pi \cdot 220 \cdot 330 \cdot 10^3)} = 2,19 \cdot 10^{-9} \approx 2,20 \cdot 10^{-9} F$$

Bandpassfiltret som bildats fick en teoretisk bandbredd på 305kHz [6].

Tester kördes i Matlabs Simulink där kretsen blev inlagd och simulerad.

Kretsen fick följande komponentvärden:

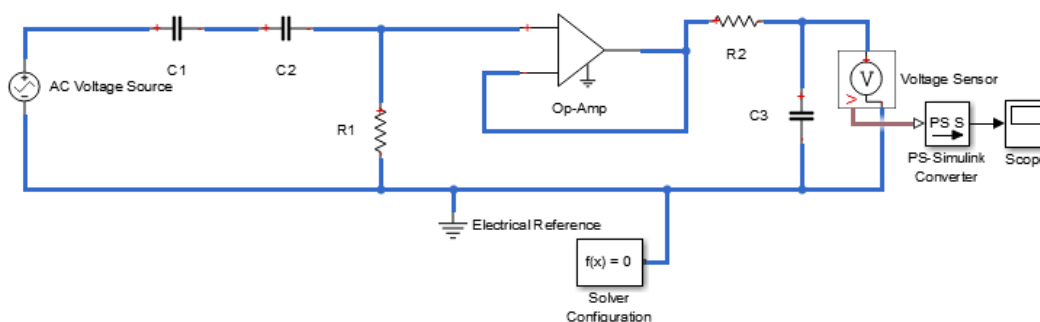
$$C_1 = 100nF$$

$$C_2 = 6,8pF$$

$$C_3 = 2,2pF$$

$$R_1 = 1k\Omega$$

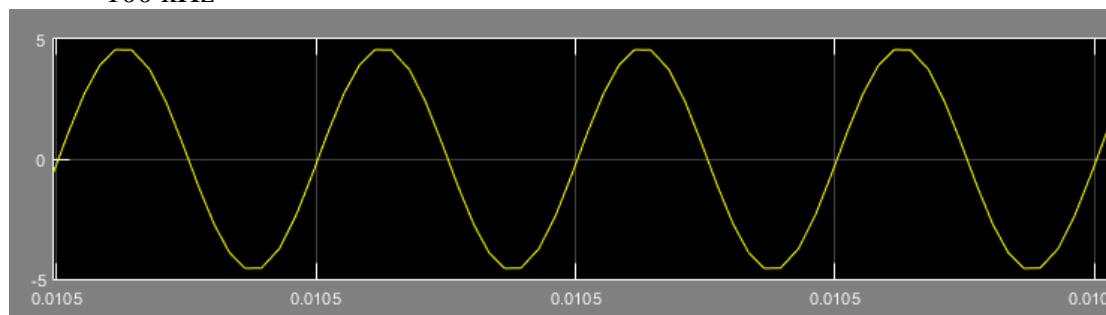
$$R_2 = 220\Omega$$



Figur 26 Bandpassfilter i Matlabb.

AC input hade följande värden för figur 27:

- 5 V<sub>PP</sub>
- 100 kHz



Figur 27 Resultat av bandpassfiltret i Matlab.

I simuleringen visades det att kretsen fungerade som ett filter men bandpassriplet var betydande och sänkte spänningen från 5 V<sub>pp</sub> till ~4.7 V<sub>pp</sub>, vilket åskådliggörs i figur 27. Filtret ska dock endast användas till att filtrera bort störningar före en komparator och fyrkantsvågen som bildas berörs inte av den minskade spänningen vilken vidare ska användas till att få ut fasvridningen. Därför spelar det ingen roll ifall det uppstår ett spänningsfall i kretsen så länge som samma filter appliceras både före strömmens



komparator som spänningens komparator. Överföringsfunktionen för högpasfiltert och lågpasfiltert multiplicerades och bildade tillsammans en överföringsfunktion för bandpassfiltert. Filtrets överföringsfunktion skrevs sedan in i Matlab för att simulera ett Bode diagram.

För lågpasfilter:

$$Lp: H(s) = \frac{1}{1 + RCs}$$

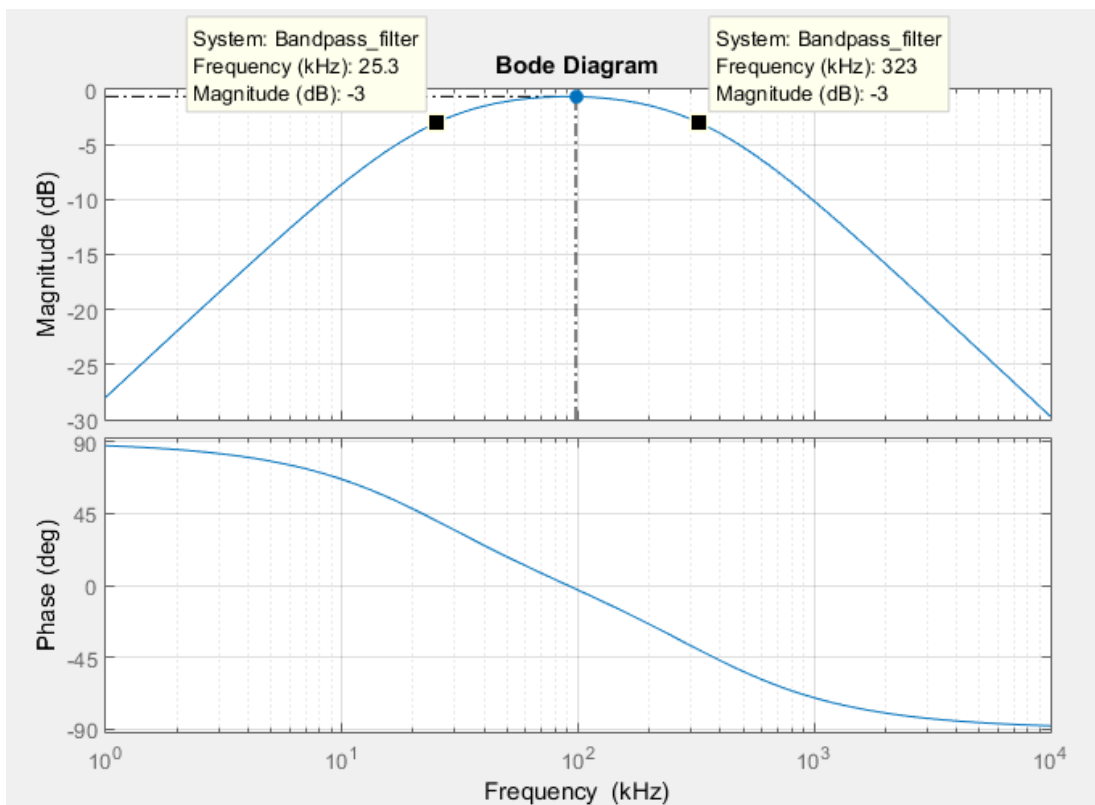
För högpasfilter:

$$Hp: H(s) = \frac{RCs}{1 + RCs}$$

Bandpassfiltert blir då:

$$\frac{1}{1 + RCs} \cdot \frac{RCs}{1 + RCs} = \frac{RCs}{(RCs)^2 + 2RCs + 1} \Rightarrow$$

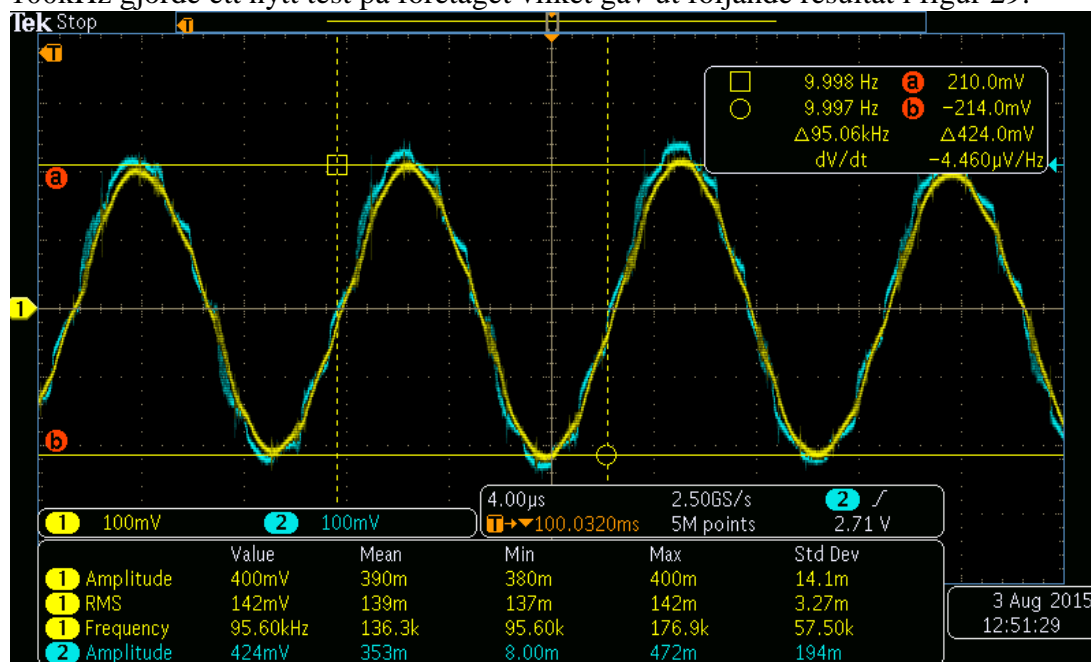
$$\Rightarrow \frac{6,36 \cdot 10^{-6}s}{3,097 \cdot 10^{-12}s^2 + 6,847 \cdot 10^{-6}s + 1}$$



Figur 28 Bode diagram för bandpassfilter med bandbredden 300kHz.

Som visas i figur 28 så var bandpasset runt 300 kHz och centrumfrekvensen blev 100 kHz. Dock så räknades det här på att operationsförstärkaren var ideal så figuren var inte helt sann samt att komponenterna i verkligheten inte hade exakta värden.

Första testerna med filtret var i labbmiljö och utfördes för att se att signalen gick igenom kretsen. Efter att labbtestet bevisat att filtret inte blockerade signalerna runt 100kHz gjorde ett nytt test på företaget vilket gav ut följande resultat i figur 29:



Figur 29 Blå före filter, Gul efter filter.

På figur 29 syns det att den gula linjen (efter filtret på kortet) är betydligt renare än den blå (före filtret på kortet) men dock har  $V_{pp}$  värdet sjunkit lite, men detta var förväntat eftersom testerna i Matlab visade precis samma sak. Bilden visade också att sinussignalen numera centrerats kring nollan vilket automatiskt togs bort av bandpassfiltret som bestod av ett högpasfilter som började med en kondensator kopplad i serie.

Sinussignalen var nu redo för att göras om till en fyrkantsvåg av en komparator.

#### 4.5.5.1 4:e ordningens Butterworth filter

För att inte utesluta något byggdes även ett Butterworth filter för att se ifall detta filter blev bättre än det redan mindre komplexa filter blev. På samma sätt som föregående filter användes Matlabs Simulink för att designa filtret men denna gång gjordes förutom en modell av filtret också ett filter i Matlabs filter design. När ett filter konstruerats i Matlab ställdes det in gränser för vilka frekvenser som skulle gå igenom och vilka som skulle blockeras. Filtret som skapades fick ett snävare passband och blev av 4:e ordningen vilket innebar att efter brytfrekvenserna så filtrerades signalen hårdare än på det föregående filtret.

Kretsen fick följande komponentvärden:

$$C_1 = 110 \text{ pF}$$

$$C_2 = 110 \text{ pF}$$

$$C_3 = 220 \text{ pF}$$

$$C_4 = 220 \text{ pF}$$

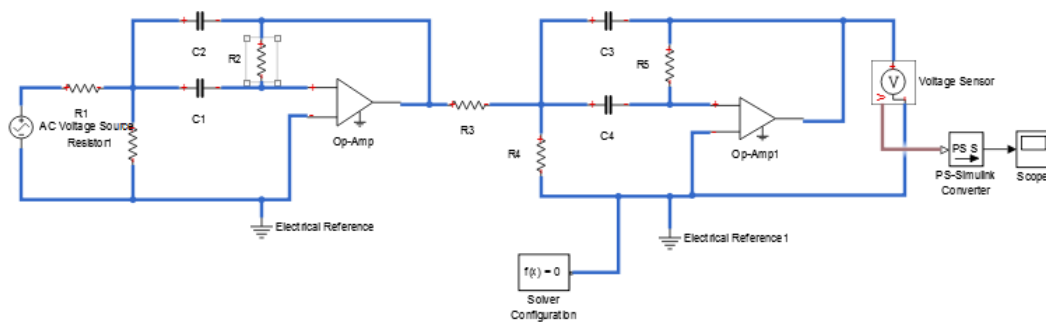
$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 30 \text{ k}\Omega$$

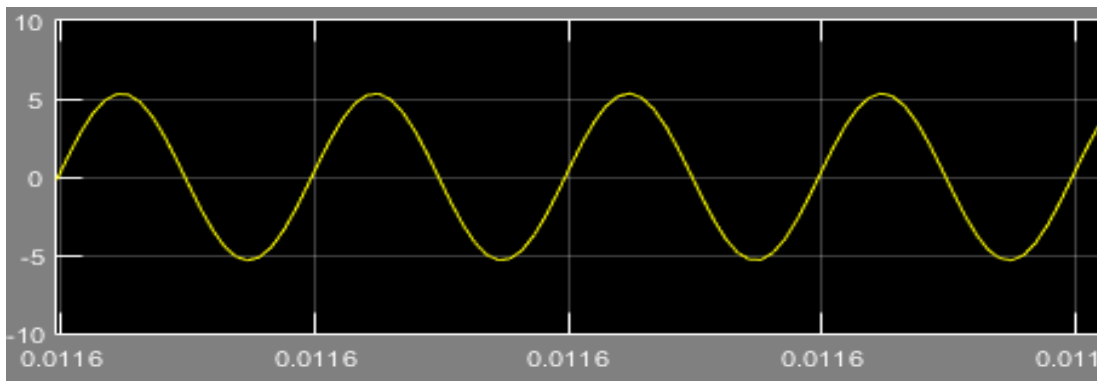
$$R_3 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 30 \text{ k}\Omega$$



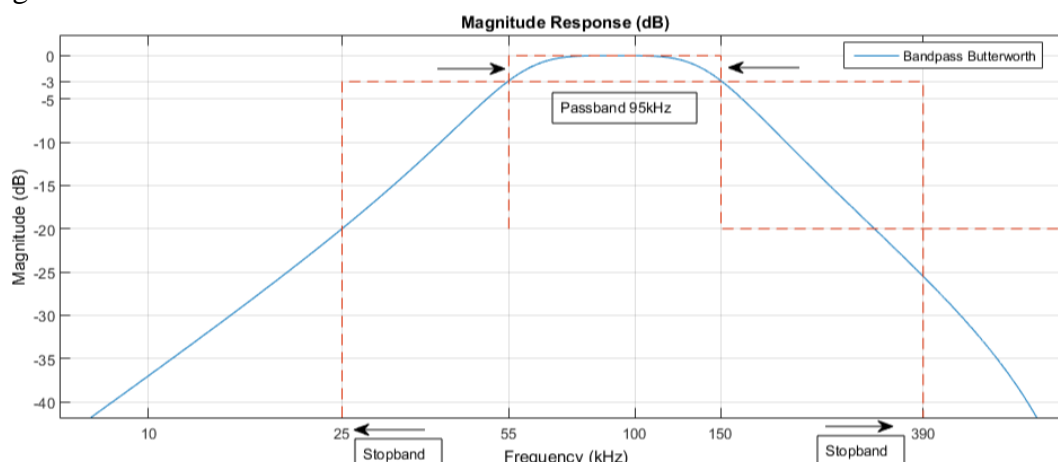
Figur 30 4:e Butterworth filter



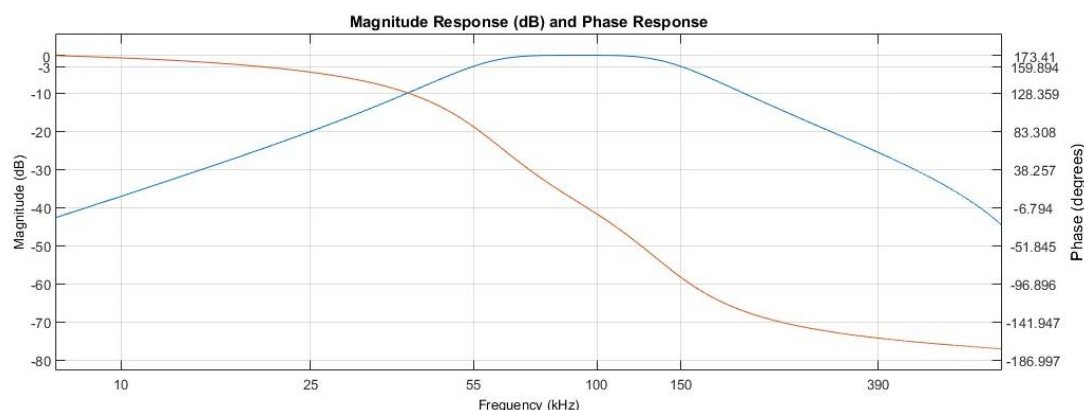
Figur 31 Resultat från Butterworth filtret.

Efter simulering blev resultatet denna gång att ripplet i kretsen gjort att  $V_{pp}$  förstärkts lite istället. Vad detta berodde på i simuleringen var att förstärkningen hade blivit lite mer än 1:1 men i verkligheten så fanns det större avvikelser i fråga om komponenternas toleransnivåer så detta ignorerades.

Från filterdesign i Matlab gjordes Bode diagram över filtrets egenskaper, figur 32 och figur 33.



Figur 32 Bode diagram för ButterWorth filtret



Figur 33 Fas och magnitud för Butterworth filtret

Testerna av filtret ute på företaget visade dock att signalen endast blev marginellt bättre än med det första filtret. Med tanke på hur många komponenter som Butterworth filtret behövde och därav platsen som krävdes på kortet. Därför blev det beslutat att använda det första konstruerade filtret.

#### 4.5.6 Komparator

Första komparatorn som konstruerades kunde endast testas med en signal som inte var brusig på labbet så efter att kretsen gett ut bra fyrkantsvågor på ett experimentkort blev det att testa ute på företaget. Redan under första testet märktes det att det inte skulle fungera med en komparator för att de triggar för många gånger när den relativt filtrerade signalen gick över nollan flera gånger i såväl uppgångsfasen samt nergångsfasen av perioden. Detta medförde att nästa steg blev att titta på andra lösningar och den första var att utveckla komparatorn till en så kallad Schmitt-trigger.

#### 4.5.7 Schmitt-trigger

En Schmitt-trigger fungerar så att efter en viss nivå som den ska trigga på så ligger dess utsignal antingen låg eller hög till nästa motstående trignivå infaller.

Den minsta signalen som förväntades var när generatoren blev inställd på 15 % och då gav hallgivaren ut en signal på  $\sim 230\text{mV}_{pp}$  vilket måste kunna hanteras av Schmitt-triggern. Därför angavs det att hysteres skulle ligga på  $\pm 120\text{mV}$  och från denna information räknades  $V_{ref}$  ut:

$$\frac{V_{hög} - 5}{V_{ref} + V_{låg}} = \frac{V_{låg} - 0}{V_{ref} + V_{hög}}$$

$$\frac{0,12 - 5}{V_{ref} - 0,12} = \frac{-0,12 - 0}{V_{ref} + 0,12}$$

$$V_{ref} = -123\text{mV}$$

För att konstruera  $V_{ref} = -123\text{mV}$  gjordes en spänningsdelning av  $-5\text{V}$  samt att det tillfördes en spänningsföljare efter så att det förblev samma referens spänning även när senare komponenter efter spänningsdelningen kopplades in.

$R_1$  sattes till  $100\text{k}\Omega$  men var i verkligheten  $99,3\text{k}\Omega$ .

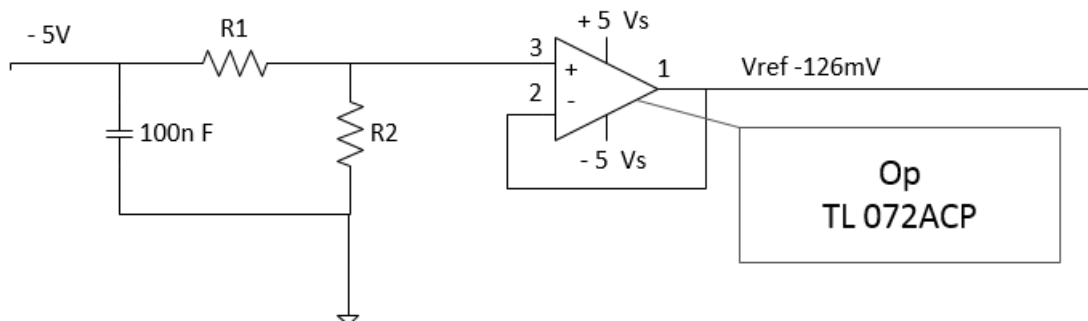
$$\frac{V_{ut}}{V_{in}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{-0,123}{-5,07} = \frac{R_2}{99,3 \cdot 10^3 + R_2} \Rightarrow R_2 \approx 2469\Omega$$

För att få till ett motstånd som var mer eller mindre helt exakta på värdet så seriekopplades två stycken med riktiga värdena på  $2180 + 330 = 2450\Omega$ .

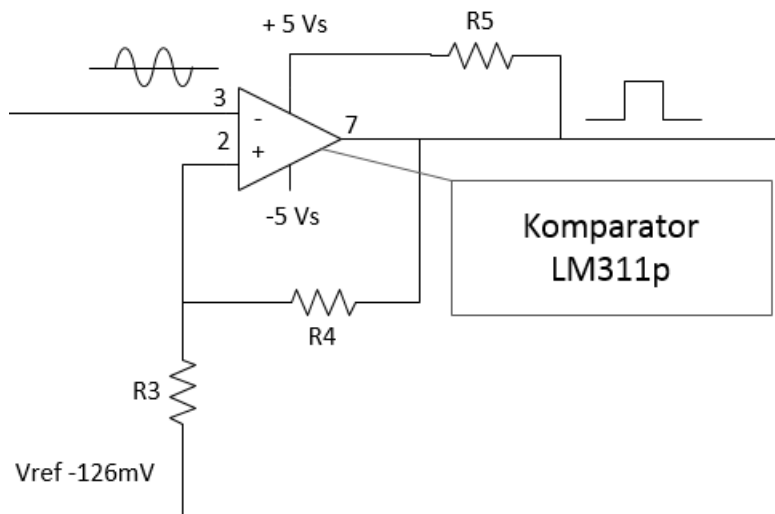
Efter att denna del testats på ett kopplingsdäck så sattes den fast på experimentkortet och sedan mättes utspänningen till  $-123\text{mV}$  före OPn och  $-126\text{mV}$  efter OPn.

Kopplingen visas i figur 34.



Figur 34  $V_{ref}$  till hallgivarkortets Schmitt-trigger positiva ingång.

Värdena ansågs nära nog och nästa del blev att beräkna Schmitt-triggers komponenter vilka var motstånden R3 och R4 och R5.



Figur 35 Schmitt-trigger på hallgivarkortet.

För att få fyrkantsvågorna exakt likadana så var det viktigt att de beräknade värdena blev exakta.

Förhållandet mellan R4 och R3 räknades ut på följande sätt:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{V_{hög} - 5,07}{V_{ref} + V_{låg}}$$

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{0,12 - 5,07}{-0,123 - 0,12} = 20,12$$

R4 sattes till 99,3kΩ.

R3 blev då 4935Ω vilket resulterade i att två motstånd kopplades i serie med varandra med värdena 329+4630=4950Ω.

R5 är ett så kallat pull-up motstånd som behövdes i kretsen för att behålla den digitala utgången i samma definierade tillstånd. För att få fram rätt värde lästes först databladet för komparatorn och sedan testades olika storlekar på motstånd i labbmiljö.

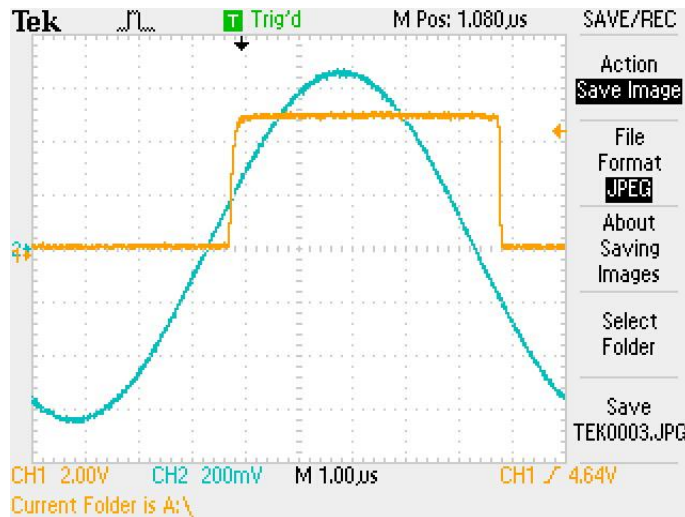
Det var framförallt restiden som var problemet där det med för stora resistanser på motstånden blev en alldeles för hög tidskonstant och därmed en fyrkantsvåg som liknade en hajfena.

Det teoretiska värdet gick att räkna fram med:

$$\tau_p = R_{pullup} C_L$$

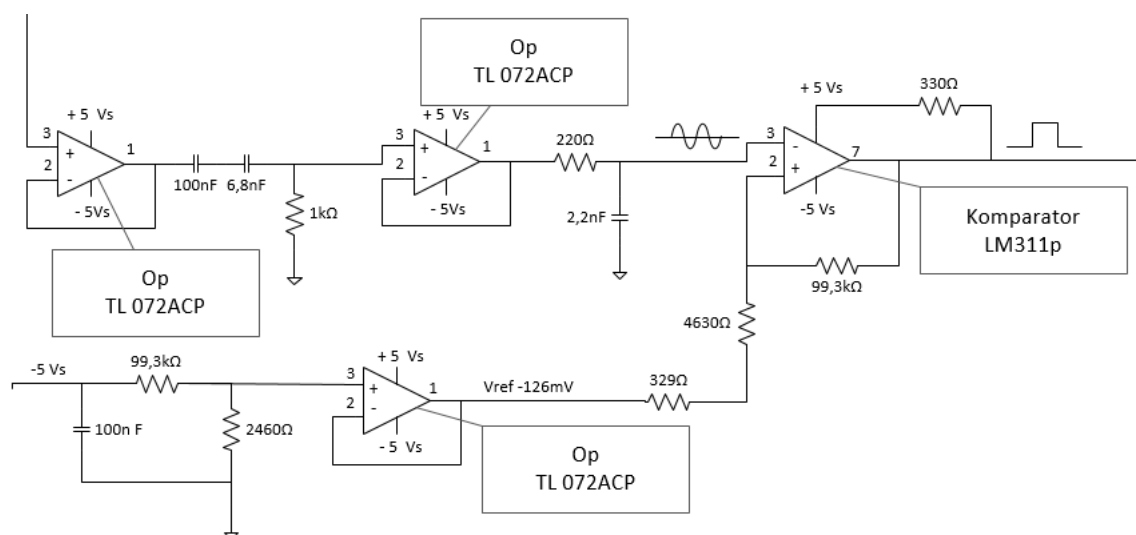
Där  $C_L$  är lastkapacitansen. Men eftersom komponenterna efter denna komponent inte var bestämda så kunde inte lastkapacitansen bestämmas och istället antogs värdet 1kΩ som var angivet för noll genomgång detektering i databladet och det genomförde ett första försök med. Resultatet blev en våg som liknade en hajfena och därmed hade en för hög tidskonstans.

Därefter testades lägre motstånd vilket gav som resultat att i den krets som konstruerades behövdes det runt  $300\Omega$  motstånd för att det skulle bli en fyrkantsvåg på 5V ut som inte var hajfensformad på uppgången, figur 36. Då ett  $330\Omega$  motstånd fanns tillgängligt blev det insatt.



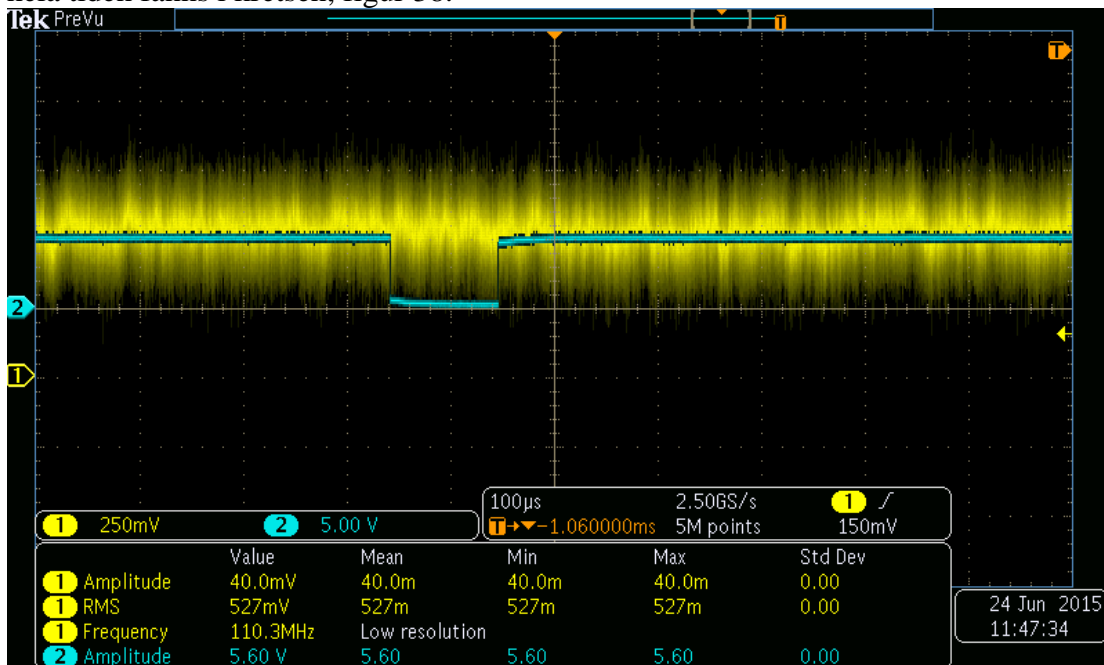
Figur 36 Test med pull-up motstånd

Efter att Schmitt-triggern var byggd och testad på experimentkortet i labbet blev resultatet att triggernivåerna låg på  $+109\text{mV}$  och  $-111\text{mV}$ . Felet mellan dem blev  $\sim 2\%$  men fick ses som godkänd för denna prototyp. Eftersom alla komponenter visat sig fungera bra individuellt så byggdes de samman på ett experimentkort och testades först i labbmiljö och efter att de visat sig kunna leverera fyrkantsvåg i labbmiljö fortsatte testerna ute på företaget.



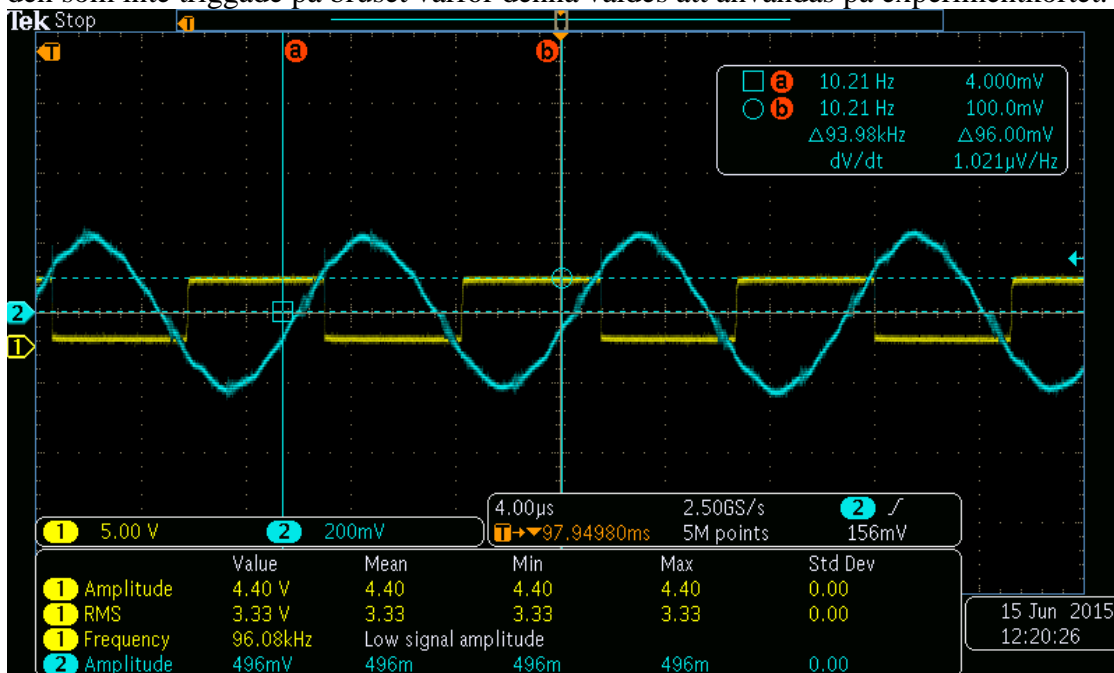
Figur 37 Filter samt Schmitt-trigger för hallgivares signal

Test ett på företaget var inte på någon Schmitt-trigger som angivits ovan utan det var nummer tre i ordningen. Den första Schmitt-trigger som testades var en på  $\pm 100\text{mV}$  hysteres, vilken fungerade väl mitt inne i den 24ms långa pulsen från spolen ute på företaget. Innan pulsen från generatoren startade triggade Schmitt-triggern på brus som hela tiden fanns i kretsen, figur 38.



Figur 38 Brus från spolen innan generator aktiverats.

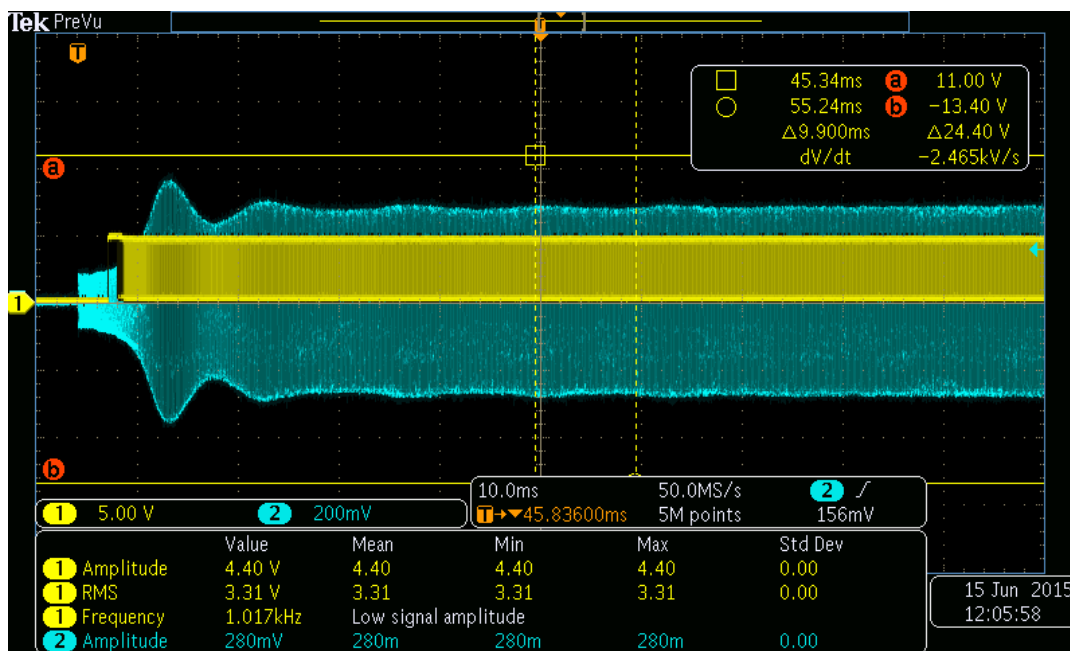
Det medförde att både en Schmitt-trigger på trignivå  $\pm 150\text{ mV}$  gjordes samt den redan ovan nämnda på  $\pm 120\text{ mV}$ . Tester med de nya kretsarna visade att den på  $\pm 120\text{ mV}$  var den som inte triggade på bruset varför denna valdes att användas på experimentkortet.



Figur 39 Schmitt-trigger  $\pm 120\text{mV}$ . Hallgivar kortet.



Som labbtester och beräkningar visat så skulle kretsen trigga runt 110 mV vilket ser ut att stämma rätt bra om det jämförs med figur 39. Det som inte kunde göras något åt utan blev tvunget att kompenseras mjukvarumässigt var att i signalens uppstart triggar Schmitt-triggern inte så bra för här var sinusvågen inte stabil under de första 20 ms av pulsen. Så det medför att innan mätningar kan starta måste först 20 ms passeras från att det första omslaget från antingen hög till låg eller tvärt om skett, figur 40.



Figur 40 Schmitt-trigger triggar fel i uppstart sekvensen.

Den sista informationen som behövdes från signalen kring Schmitt-triggern var hur mycket fasen ändrats från att den skickades in i kretsen fram till precis efter filtret (precis före Schmitt-triggern). Mätningar i labbet gav ut att det var cirka 130 ns mellan signalen som hade inställningarna på ingången:  $f = 95 \text{ kHz}$ ,  $200 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ . Därefter räknades fasvridningen ut.

$$\begin{aligned} \Delta t &= 80 \text{ ns} \\ \alpha &= \omega \Delta t \\ \alpha &= 2\pi * 95 \cdot 10^3 \cdot 80 \cdot 10^{-9} \approx 0,048 \text{ rad/s} \\ \alpha &= 0,048 \cdot \frac{180}{\pi} = 2,75^\circ \end{aligned}$$

Resultatet blev en krets som gav ut en godkänd fyrkantsvåg med endast  $2,8^\circ$  fasförskjutning och kretsen kunde därmed anses färdig.

#### 4.5.8 XOR-grind

Efter att komparatorerna valts ut för kretsen så skulle en XOR-grind väljas så att denna komponent kunde jämföra fyrkantsvågorna från de två olika signalerna och ge ut en signal som representerade fasskillnaden mellan spänningen och strömmen från den enarviga spolen. När testerna utfördes för XOR-grinden var det viktigt att insignalerna på korten kom in på "rätt" ställe så att de kunde analyseras och jämföras med varandra.

Tongeneratoren kunde endast ge in en signal till korten (hallgivarkortet och spänningskortet) med max 10 V amplitud vilket innebar att ifall den skickas in där det är tänkt, före spänningsdelningen så kommer Schmitt-triggern endast få en signal som ligger på 400 mV, se Schmitt-trigger för spänningsdelnings kortet. Därför skickades signalen in över det sista motståndet (1,5 k $\Omega$ ) på spänningsdelningen. På detta sätt kunde tongeneratoren ställas in på ett betydligt högre värde för denna Schmitt-triggern vilket det skulle blivit ifall den kördes på spolen hos ÅR Carton. XOR-grindens uppgift i kretsen var att få fram fasskillnaden mellan spänningen och strömmen. För att detta skulle fungera var det tvunget att båda fyrkantsvågorna som gick in i XOR-grinden har blivit likadant behandlade innan i form av fasvridning. Första testet med den XOR-grind som blivit inköpt blev inte alls som det var tänkt. Grinden kunde inte klara av att behandla signalerna och därför testades en av de XOR-grindar som fanns i skolans labbsal och denna fungerade precis som förväntat. Sista testet i labbmiljö blev med ytterligare en XOR-grind vilken även den fungerade felfritt. Av detta kunde slutsatsen dras att den först testade grinden antingen var sönder eller att databladet blivit misstolkat. Men det kan även vara så att den fick kompatibilitetsproblem med de andra komponenterna i kretsen som var av andra märken.

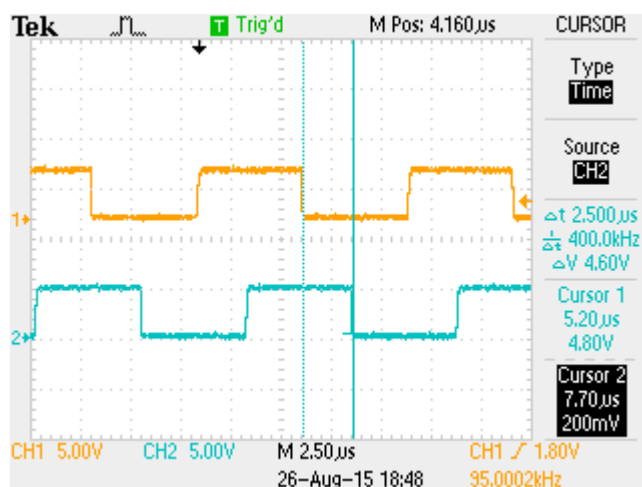
Sedan innan har information om fasvridningar i kretsarna redan samlats in:

- Kretsen för hallgivaren gav en fasvridning på 2,75°
- Kretsen för spänningen gav en fasvridning på 2,2°

För att beräkna XOR-grindens utsignal korrekt så måste dessa två fasvridningar först korrigeras i mikrokontrollern. Testerna med de två kretskorten som skulle användas för fasen gjordes med tongeneratoren inställd på:

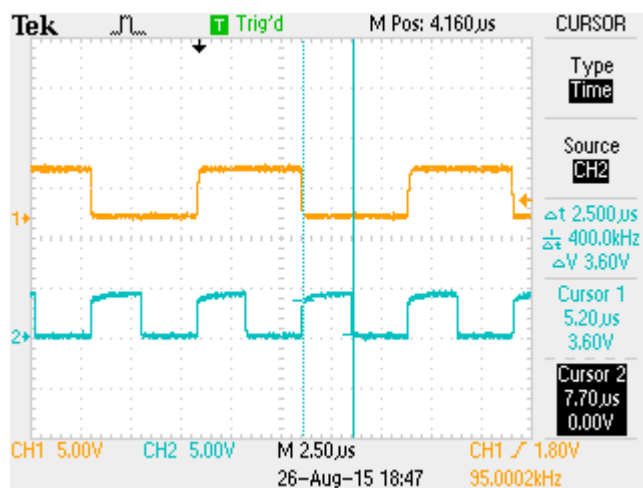
- 95 kHz för båda insignalerna
- Spänningskortets insignal var på 900 mV<sub>RMS</sub>
- Hallgivarkortets insignal var på 250 mV<sub>RMS</sub>

Värden skulle symbolisera det som kunde förväntas vid ett test på företagets spole.



Figur 41 Fyrkantsvågor från Schmitt-triggers, blå hallgivare, gul spänning.

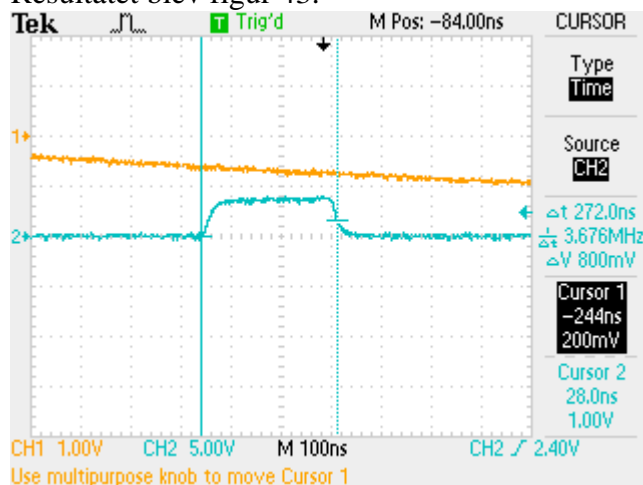
I figur 41 visas signalerna från hallgivarens respektive spänningens Schmitt-trigger. Den blå signalen kommer från hallgivarens kort och är förskuten med 90° och den gula från spänningens kort som är inställd med 0° fasförskutning. Tiden på 90° förskutning blir 2,5  $\mu\text{s}$  vilket då skulle vara överensstämmande på XOR-grindens utgång.



Figur 42 Blå XOR, Gul spänning

I figur 42 låg den gula mätningen kvar och XOR-grinden kopplades in på den blå signalen. Mätningen på hur länge XOR-grindens signal var hög gav 2,5  $\mu\text{s}$  vilket det skulle bli. Det som inte fungerar perfekt var att det bildades en liten hajfens formad fyrkantsvåg vilket berodde på att tidskonstanten var för hög. Men utöver det så fungerade allt och värdet var bra nog åt mikrokontrollern.

För att se ifall någon fasskillnad fanns mellan korten vilket andra tester indikerat på så kopplades både hallgivarkortet samt spänningskortet ihop och signaler skickades in till dem med synkroniserade faser. Dock så kunde inte det skickas in en tillräcklig hög spänning till spänningskortet så att kortet kunde dela ner spänningen och samtidigt få ut något från Schmitt-trigger, därför sattes denna signal in efter spänningsdelningen. Resultatet blev figur 43.



Figur 43 Fasskillnader i kretskorten.

$$\begin{aligned}\Delta t &= 270\text{ns} \\ \alpha &= \omega\Delta t \\ \alpha &= 2\pi \cdot 95 \cdot 10^3 \cdot 270 \cdot 10^{-9} \approx 0,16 \text{ rad/s} \\ \alpha &= 0,16 \cdot \frac{180}{\pi} = 9,3^\circ\end{aligned}$$

Resultatet blev cirka 270 ns vilket resulterar i en fasvridning på 9,3°:  
XOR kretsen ansågs därmed vara godkänd.

## 4.6 Komponenter i kretskortet för spänningsmätning

För att läsa av värdena på komponenternas signaler så användes ett oscilloskop för allt utom  $V_{RMS}$  där en multimeter fick mäta istället. Till skillnad mot kretskortet för hallgivarens signal som var den första som byggdes så blev spänningskretskortet betydligt lättare att bygga utan att en massa komponenter gick sönder eller slutade verka. Den komponent som inte redan var prövad i hallgivarens kretskortsdesign var motstånden som skulle dela ner spänningen till en rimlig nivå. Därför blev motstånden den del i kretsen som behövde mest testning för att få dem att fungera efter behovet för delningen. Motstånden behövde också vara av högre spänningstålighet och de behövde dimensioneras så att effektförlusten från den envarviga spolen kunde anses som försumbar. Sista kriteriet var att den i bästa möjliga mån skulle vara frekvens oberoende.

### 4.6.1 Spänningsregulator

På kretskortet för signalbehandling av hallgivarens signal behövdes både  $\pm 15$  V och  $\pm 5$  V. För att få ut rätt värde utan att använda sig av flera olika labbaggregat så kopplades ett labbaggregat så att den gav ut  $\pm 15$  V samt en jord. På så vis fick kortet en jord och kunde samtidigt omvandla inspänningen genom två stycken spänningsregulatorer till  $\pm 5$  V vilket krävdes för en stor del av komponenterna. En viktig parameter för regulatorerna var att de behövde få ett specifikt lägsta värde på inspänningen för att de skulle kunna fungera och detta angavs som dropout voltage i databladen.

Följande regulatorer användes på kretskortet:

- Spänningsregulator -5 V L7905CV
- Spänningsregulator +5 V MC7805ACTG

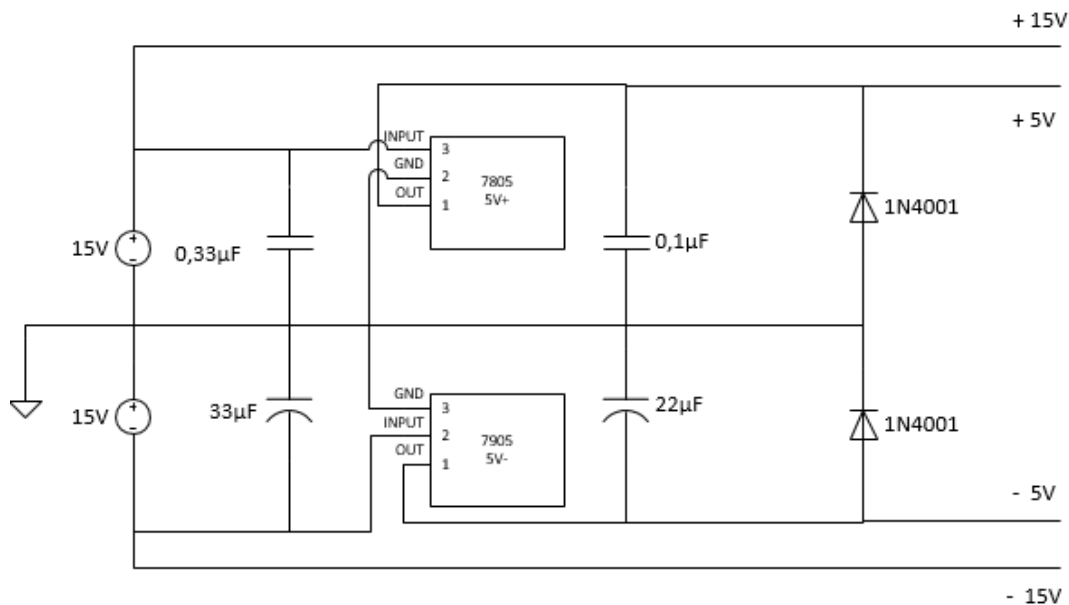
På kretskortet för hallgivaren drevs följande komponenter med  $\pm 15$  V (eller 10 V):

- RMS-till-DC-konverter (AD637)

$\pm 5$  V drev följande komponenter med:

- OP (TL072ACP/LME79720NA)
- Komparator (LM311P/N)

Spänningsregulatorerna blev uppbyggda på precis samma sätt som för hallgivarens kort och därför beskrivs endast dess komponenter samt resultat i denna avdelning.



Figur 44 Drivspänningar för spänningskortet..

Förlusteffekten i komponenten beräknades enligt följande:

$$W_{Regulator} = (V_{in} - V_{ut})I_{Last}$$

Vid 10V in i regulatorm uppmättes:

$$I_{+} = 20,30 \text{ mA}$$

$$I_{-} = 18,50 \text{ mA}$$

Effektförlusten på regulatorm:

$$W_{7805} = (10 - 4,99) \cdot 20,30 \cdot 10^{-3} = 101,70 \text{ mW}$$

$$W_{7905} = (-10 - (-5,06)) \cdot 18,50 \cdot 10^{-3} = 91,39 \text{ mW}$$

Vid 15V in i regulatorm uppmättes:

$$I_{+} = 20,47 \text{ mA}$$

$$I_{-} = 18,65 \text{ mA}$$

Effektförlusten på regulatorm:

$$W_{7805} = (15 - 4,99) \cdot 20,47 \cdot 10^{-3} = 204,90 \text{ mW}$$

$$W_{7905} = (-15 - (-5,06)) \cdot 18,65 \cdot 10^{-3} = 185,40 \text{ mW}$$

På detta kort blev effektförlusten mindre än på hallgivarens kort men även här tillsattes det en kylfläns som redan var inköpt. Resultatet ut från regulatorerna på det färdiga prototypkortet blev spänningarna:

- Positiv: +4,99V
- Negativ: -5,06V

#### 4.6.2 Spänningsdelning

Att mäta spänningen på den envarviga spolen skulle genomföras med spänningsdelning över ett antal motstånd i en serie. Med tanke på att denna del av kretsen skulle vara ansluten med en slinga som ger ut mellan 30 – 70 V och 500 A och uppåt så måste på något sätt efterföljande komponenter isoleras eller skyddas utifall att något oförutsett inträffar.

Komponenterna på kretsen för spänningsdelningen fick inte inverka i den envarviga spolen nämnvärt utan fick endast ha en liten effektförlust i förhållanden mot vad generatoren gav ut. Efter att letat runt hos återförsäljare insågs snabbt att optiska isolatorer för frekvenser på runt 100 kHz inte var möjligt i denna del av designen, så istället bestämdes det att införa ”många” motstånd i serie för att på så sätt få en mindre spänning över vart av dessa. Motstånden placerades i par av två parallellt med varandra så att i fall ett skulle gå sönder så skulle det andra ta över. Motstånden som användes hade en spänningstolerans på mellan 500 – 750 V. Vidare så infördes zenerdioder med en zener spänning på 3,3 V vilket i sin tur gjorde att ifall spänningen översteg detta värde plus backspänningsvärdet börjar dioderna leda på andra hållet och skonar kretsens resterande komponenter vid eventuella spikar i spänningen och strömmen[3]. Sist i denna sektion av kretskortet infördes en operationsförstärkare som agerade som spänningsföljare. Första steget med spänningsdelningen var att få rätt förhållanden på delningen så att spänningen blev nerdelad till en nivå som resterande komponenter kunde hantera. Testerna som genomfördes på företagets envarviga spole kopplad till generatoren uppmättes värden på cirka 18 V<sub>RMS</sub> med inställning 10 % på generatoren. Max på generatoren bestämdes till 70 % och den envarviga spolen gav då ut runt 50 V<sub>RMS</sub>. För True RMS-komponenten som användes på kortet skulle fungera problemfritt så var signalen tvungen att ligga inom vissa intervall.

För att få max 1 % fel ut från komponenten (AD637) så skulle det enligt databladet vara:

- 66 kHz på en insignal på 200 mV
- 200 kHz på en insignal på 2 V

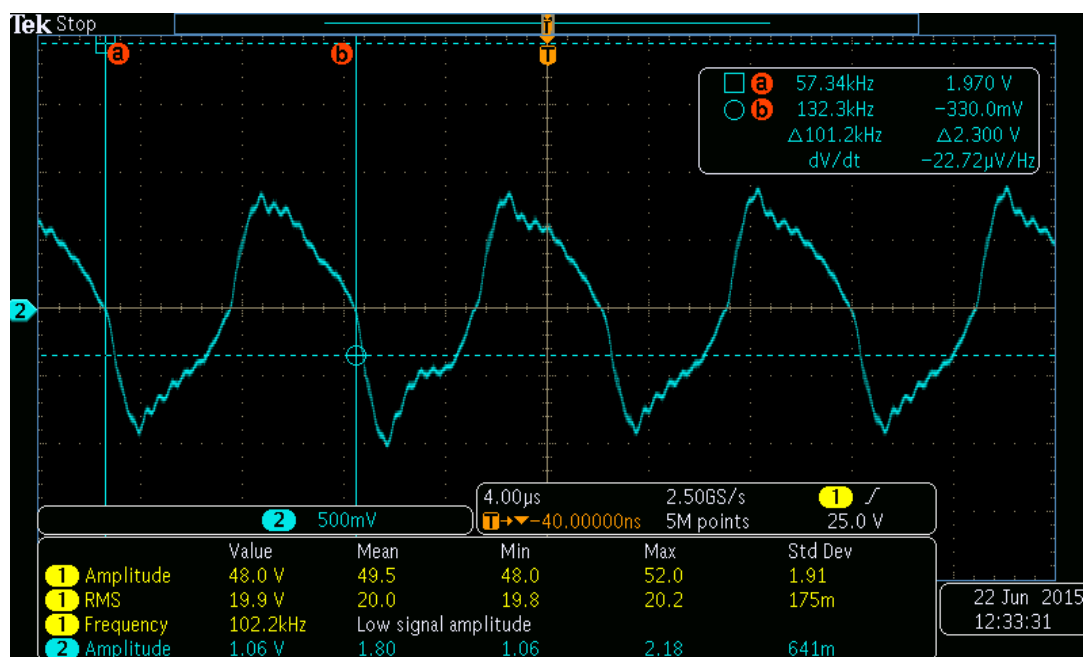
Därför valdes det att dela ner spänningen så att den skulle vara runt 700 mV upp till max 2 V. För att ge extra säkerhet till kretsen så bestämdes det att det skulle vara minst sex motstånd efter varandra istället för färre men större. På så vis blev belastningen mindre över varje enskilt motstånd. Sista parametern som skulle beaktas var att spolen inte fick belastas eller i alla fall belastas väldigt lite av komponenterna som skulle utföra mätningarna på den. Därför var det en självklarhet att starta med väldigt höga värden på motstånden.

##### 4.6.2.1 Test 1

Första testet med spänningsdelning var med tre stycken 1 MΩ och sex stycken 100 KΩ motstånd i serie som delades ner med en skalning på  $1/36$ .

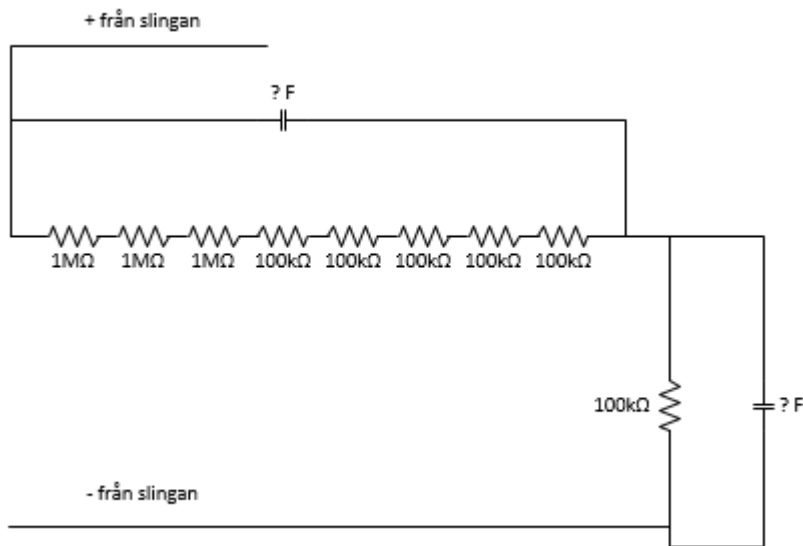
$$V_{ut} = V_{in} \frac{R}{R_{TOT}} = V_{in} \frac{100k\Omega}{3,6M\Omega} \Rightarrow V_{ut} = V_{in} \frac{1}{36}$$

Efter försöket med dessa värden på ett experimentbord blev det klart att frekvensen spelade en stor roll på större värden av motstånd med betydande induktanser men även att kopplingsdäcket själv inverkar med parasitkapacitanser. Resultatet blev att när en signal som spänningsdelades ner perfekt på frekvensen 50 Hz lyftes upp till 100 kHz så blev den betydligt mindre eller rent av en större utsignal än vad det teoretiskt skulle blivit efter delningen. Vilket av dessa två saker som hände berodde helt och hållet på för vilka motstånd induktanserna blev mest märkbara. När testet på den envarviga spolen ute på företaget genomfördes uppstod en signal som mest kunde liknas vid en trekantsvåg, se figur 45. Därför återgick kortet till labbsalen för vidare testning.



Figur 45 Spänningsdelning, test 1

För att ta bort parasitinduktansen infördes parallellt över motstånden en kondensator (se figur 46) som fungerade som faskompensation för induktansen. Denna lösning medförde dock att en frekvens på 100 kHz kunde fungera perfekt medan det procentuella felet blev större ju längre från 100 kHz som signalen kom, kretsen blev helt enkelt väldigt frekvensberoende och väldigt svår att förutsäga.



Figur 46 Spänningsdelning, test 1, kopplings schema.

Tanken bakom en spänningsdelning med kondensatorer som sitter parallellt över motstånden var att när motstånden blev induktiva vid en specifik frekvens så skulle kondensatorerna motverka detta och därför skulle förhållanden mellan dem vara samma som förhållanden var för motstånden. Skillnaden var dock att de skulle ligga tvärt om vad motstånden gör så att den del som hade ett lågt motståndsvärde skulle få den högre kondensatorn över sig. Efter några kalkyleringar på vad som troligen behövdes för värde på kondensatorerna så placerades de in på kretsen. Problemet var dock att värdena var så små som pF och så fort de blev dit lödade så ändrades förhållandena på kretsen så att de värden som fungerat på kopplingsdäcket inte fungerade på experimentkortet. Efter många försök med flera olika värden på kondensatorerna fick spänningen till sist att delas ner som den skulle men bara vid frekvensen 95 kHz. Resultatet blev bra för en fast frekvens men inte vid varierande som det skulle vara i verkligheten så testet avbröts redan i labbsalen.

#### 4.6.2.2 Test 2

Lösningen blev att beställa hem bättre motstånd för högre frekvensområden men också att dra ned på den sammanlagda resistansen i kretsen så att drivningen i kretsen blev högre. De nya motstånden som testades var speciellt utformade för högre frekvenser samt att de skulle bilda mindre induktans i sig vid högre frekvenser enligt tillverkaren. Testerna med dem blev inte bättre än de föregående testerna, dock så låg dessa motstånd fortfarande på en samlad resistans på 600 kΩ så det självklara var att gå ner ännu mer i total resistans för kretsen.

#### 4.6.2.3 Test 3

Därför beställdes det hem motstånd som endast var på tiotals kΩ.



Problemet var att effektförlusten inte fick bli för stor i kretsen så innan kretsen byggdes så beslöts det att försöka hålla effektförlusten på 100mW vilket betydde att vid 50V<sub>RMS</sub> som ansågs som max, fick resistansernas värde räknas ut ifrån.

$$R_{tot} = \frac{U^2}{P} = \frac{50^2}{100 \cdot 10^{-3}} = 25 \cdot 10^3 \Omega$$

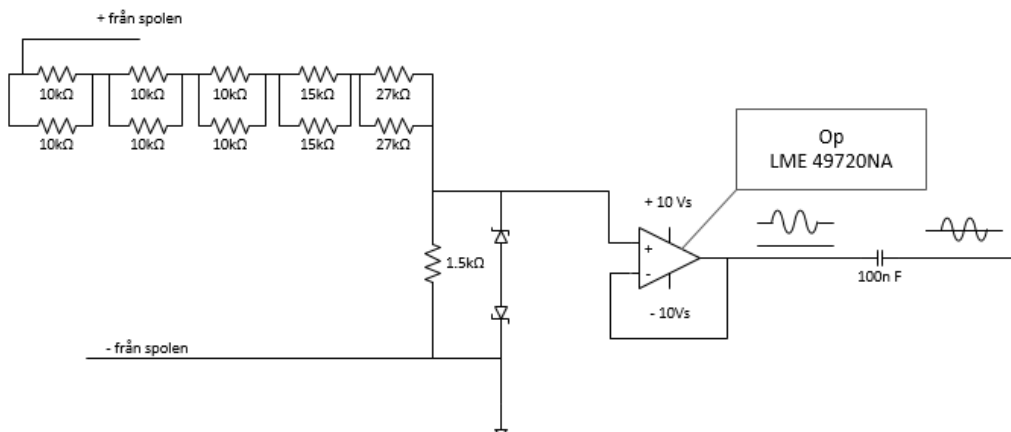
25kΩ blev det lägsta värde som kunde sättas in i kretsen för att uppfylla önskemålen. Värdena på motstånden valdes med hjälp av att efter spänningsdelningen var målet att få en spänning runt 700mV<sub>RMS</sub> upp till 2V<sub>RMS</sub> och det skulle samtidigt vara minst 25kΩ i kretsen. Vilket låg till grund för följande uträkning:

$$V_{ut} = V_{in} \frac{1,5k\Omega}{37,5k\Omega} \Rightarrow$$

$$V_{ut} = V_{in} \frac{1,5}{37,5} = 0,04V_{in}$$

Effektförlusten i kretsen blev då endast 64mW vid 50V<sub>RMS</sub> över spolen.

I och med att resistansen drastiskt dragits ner så infördes parallellkopplade motstånd till en serie så att om ett motstånd gick sönder så fanns det flera andra som kunde verka istället för denna, se figur 47.

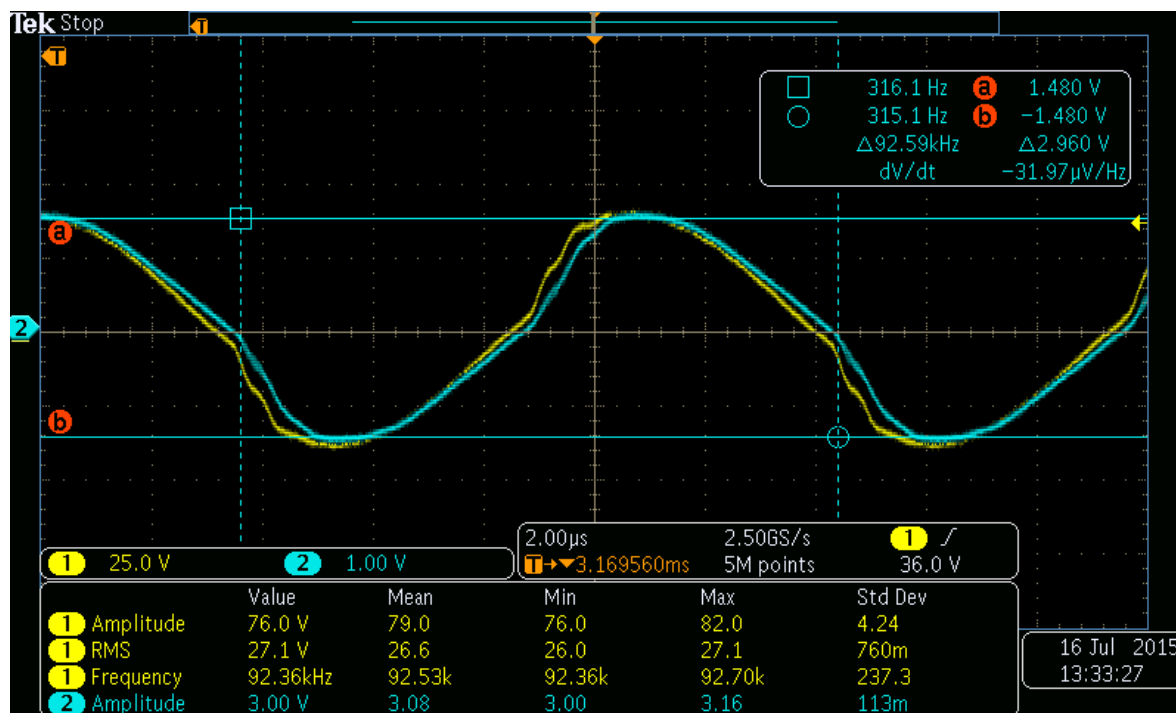


Figur 47 Spänningsdelning slutgiltiga.

Första testerna gjordes på kopplingsdäcket antydde förbättrat frekvensoberoende med de nya motstånden. Dock så provades det runt lite med andra kopplingar och då framkom det tydligast att det var motståndet som spänningen delades över som var av störst betydelse för ifall kretsen blev frekvensberoende eller inte. Resultatet blev att motståndet som placerades som det motstånd där spänningen delades ner över var tvunget att vara lägre än 5kΩ för att inget frekvensberoende skulle uppstå. För att testa det riktiga förhållandet på spänningsdelningen så placerades motstånden ut på ett experimentkort och kortet kopplades upp. Både insignal samt utsignal från spänningsdelningen analyserades i Matlab vilket medförde att delningen istället för den teoretiska  $V_{in} \cdot 0,04$  blev

$V_{in} \cdot 0,03969$  vilket ger ut en signal som är 0,8 % fel från det teoretiska värdet som var eftersträvat. Även på denna kretsdel sattes det in en operationsförstärkare som verkade som en spänningsföljare samt därefter en kondensator för att ta bort dc-offseten.

Efter att allt blivit placerat på experimentkortet så gjordes ett till test för felmarginalen och den visade att kretsen gav ut 0,5-1 % fel före OP och efter OP runt 1 % -1,5 % fel totalt från det teoretiska värde som det skulle blivit. Det blir lite mer fel ju längre signalen går i kretsen och dess komponenter.



Figur 48 blå efter spänningsdelning, gul direkt över den envarviga spolen.

$$V_{ut} = 79V \cdot 0,0397 = 3,14V_{pp}$$

I figur 48 visas testet av kretsen på företaget vilket denna gång blev bra och på oscilloskopet gav det ut att spänningen i den envarviga spolen var  $79V_{pp}$  (inte med i figur 48) och att efter spänningsdelningen blev värdet  $2,96V_{pp}$ . Teoretiskt skulle det bli  $3,14V_{pp}$  men då fanns det felmarginaler att ta med i beräkningarna om hur kursorerna placerats ut på oscilloskopet och ifall de ska betraktas som riktigt placerade så ger kretsen ut ett fel svar på 6 %.

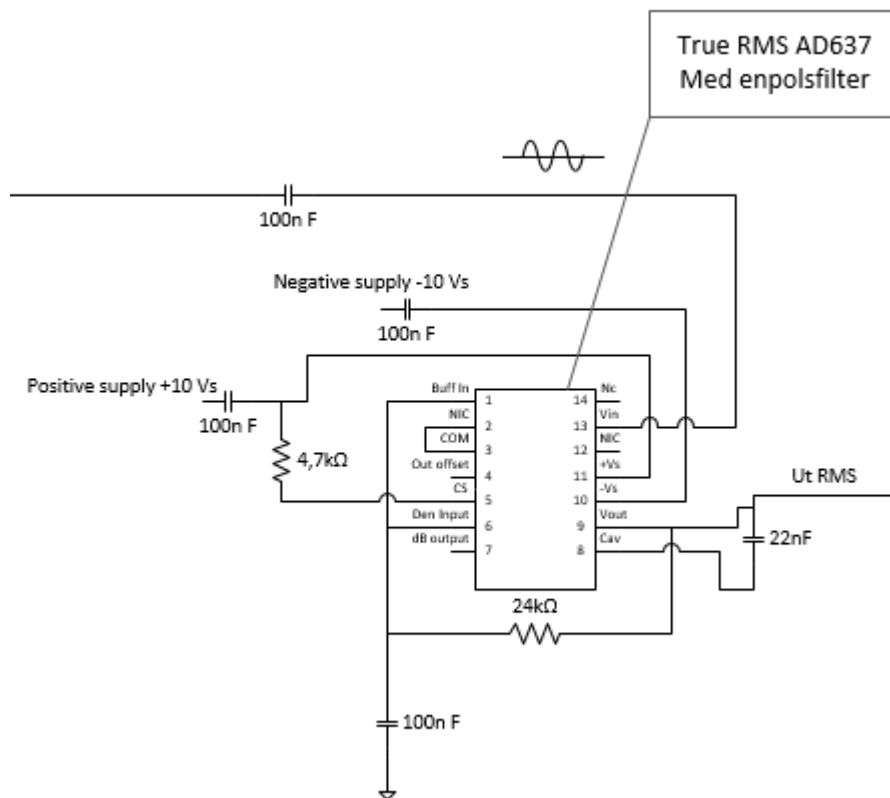
$$V_{ut} = 76V \cdot 0,0397 = 3,02V_{pp}$$

På värdena som oscilloskopet själv räknat ut var amplituden  $76V_{pp}$  på gul och  $3V_{pp}$  på blå vilket ska jämföras med  $3,02V_{pp}$  från spänningskretsens uträkning och då blev felet på mindre än 2 % vilket var inom felmarginalen för kretsen när denna testades i labbmiljö. Innan signalen kunde kopplas in till nästa komponenter som är RMS och Schmitt-triggern så behövdes det införas en operationsförstärkare som skulle verka som en spänningsföljare så att signalen från spänningsdelningen blev påverkad av efterföljande komponenters värden.

Efter att denna komponent testats klart så ansågs spänningsdelningen vara helt klar.

### 4.6.3 RMS-till-DC-konverter

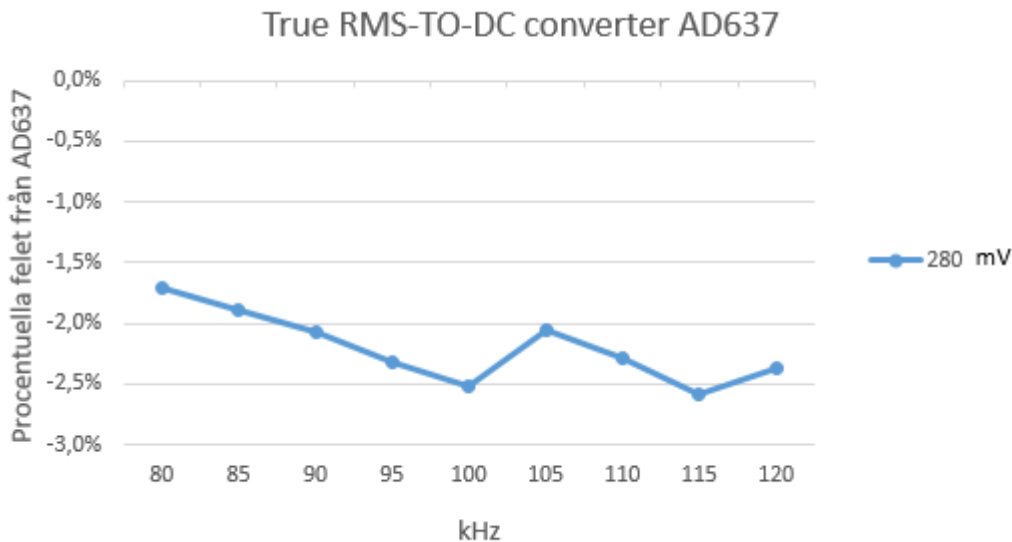
För RMS-kretsen på spänningsdelnings sidan användes ett en-polsfilter vilket beskrevs i databladet till komponenten som det bästa alternativet mellan att ta bort oönskat brus och samtidigt behålla hög prestanda i kretsen. Skillnaden mellan RMS-kretsen i spänningsdelningskortet och hallgivarkortet blev filtret före men det spelade mindre roll för det som skulle mätas påverkat inte nämnvärt av dessa beslut.



Figur 49 RMS med en-polsfilter.

I labbet testades RMS-komponenten på experimentkortet genom att ställa in tonvågsgeneratoren på  $7V_{RMS}$  (som var maxvärdet som gick att ställa in) samt olika frekvenser.

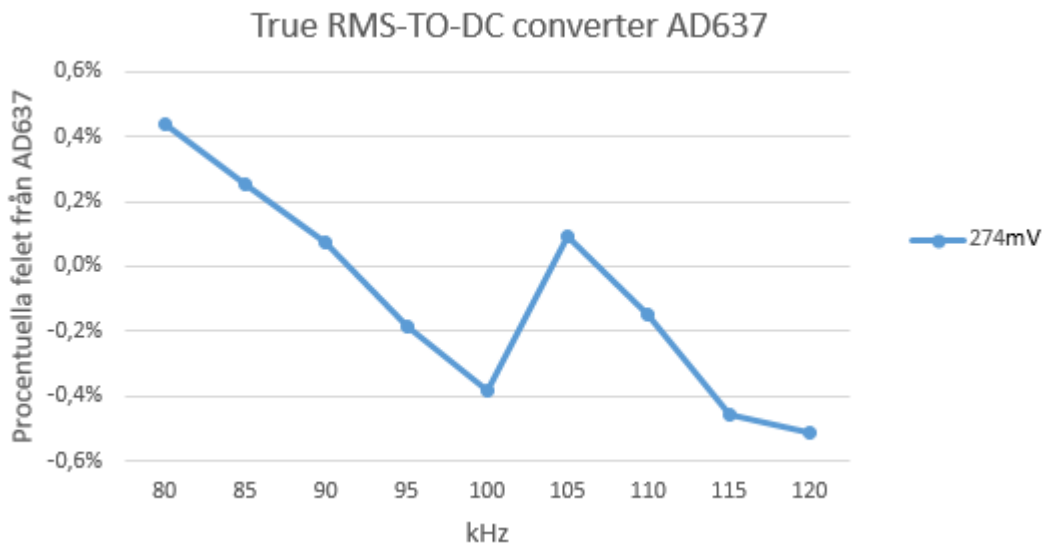
Utsignalen på RMS-komponenten skulle då bli  $7000mV \cdot (1,5/37,5) = 280mV$ . Resultatet blev för olika frekvenser, figur 50:



Figur 50 RMS AD637, spänningsdelningskortet.

Det procentuella felet för AD637 jämfört med det teoretiska värdet från spänningsdelning syns i figur 50. Men i värdena är då också felkällor från spänningsdelning vid höga frekvenser med som redan är bevisade till 0,8 % fel samt operationsförstärkarens fel, vilket innan uppmättes till 1-1,5 %.

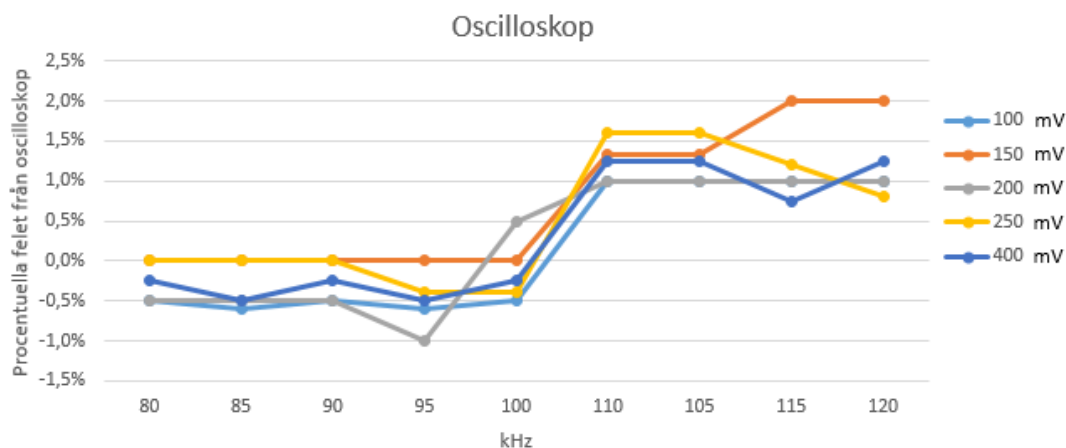
Med oscilloskopets automatiska RMS-beräkningar erhöles ett RMS-värde på cirka 274mV och gav följande graf med felvärden i figur 51:



Figur 51 RMS AD637, spänningsdelningskortet.

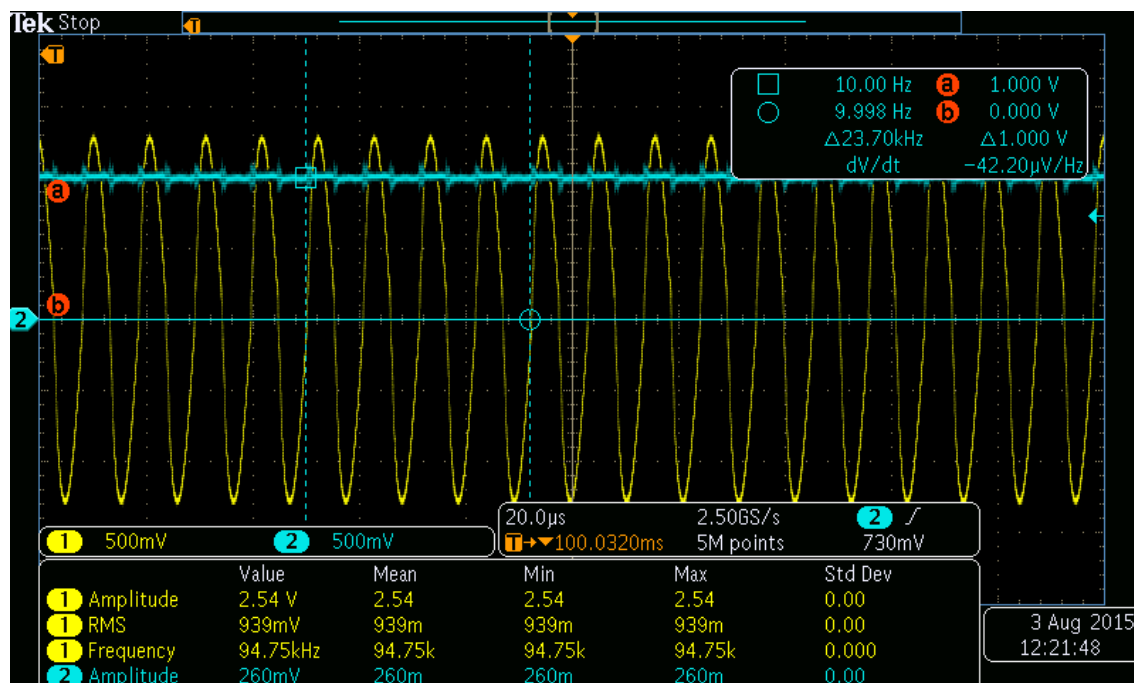
Resultatet blev att felmarginalen sjönk betydligt och låg nu på  $\pm 0,5$  % för RMS-kretsen. För att vara säker på varför signalen verkar gå upp precis när frekvensen gick upp över 101kHz så gjorde ett test med tongeneratoren och oscilloskopet, dock användes hallgivar kortets RMS-krets men det var för att om signalerna skulle kunna skickas in så att de inte förändrade var detta det enda sättet. Detta test skulle visa ifall tongeneratoren

eller oscilloskopet också kunde tänkas vara inblandade som felkällor för mätvärdena, resultat i figur 52:



Figur 52 Test Felvärden från tongeneratorn.

Här visas samma mönster som blivit uppmätta med AD637 komponenten, precis efter 100kHz sticker signalen upp på den positiva sidan. Resultatet från oscilloskopstestet gav ut att även här fanns en felmarginal på cirka 1-1,5 %. Med denna information kan slutsatsen dras att det är väldigt svårt att i detta läge bevisa vilken komponent eller maskin som gör felen, det kan vara så att alla spelar in. Ett sista slutgiltigt test genomfördes på företagets spole och resulterade i figur 53.

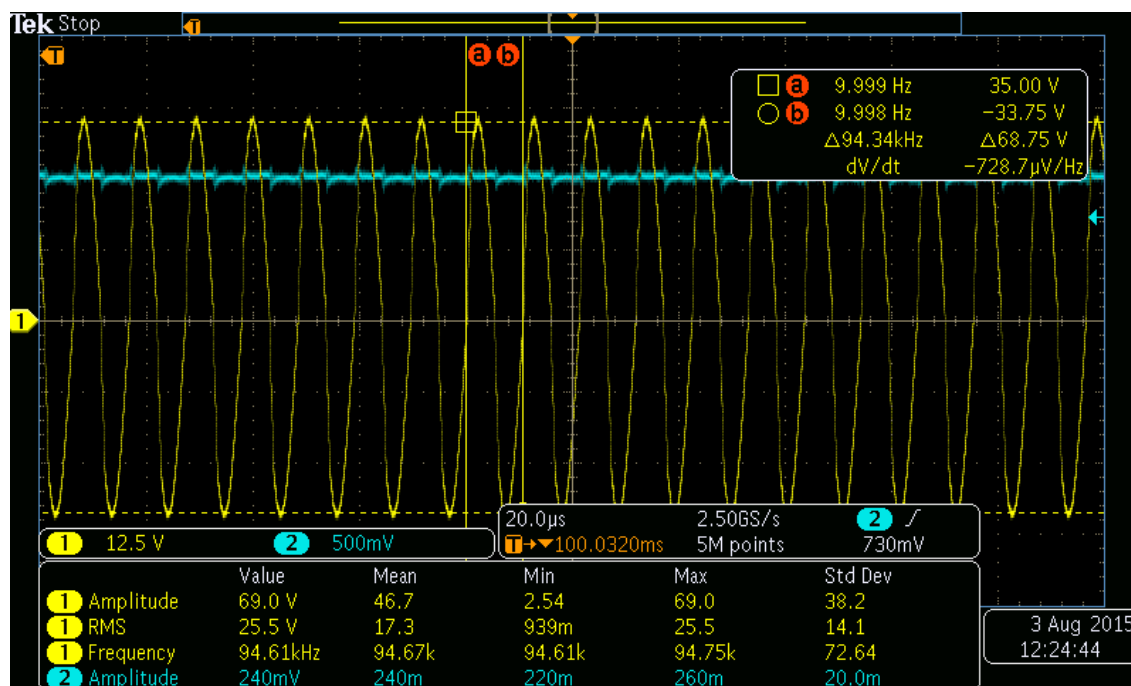


Figur 53 RMS för spänningskortet, Gul efter spänningsdelning, blå RMS-komponenten.

Enligt oscilloskopet låg  $V_{RMS}$  på 260mV (vilket inte stämmer), det som ska räknas på är kursorerna som får ut cirka 1V<sub>RMS</sub> samt 2,570V<sub>pp</sub> på gul signal (kursorerna finns inte på bilden). Gul var efter spänningsdelningen på kortet och det teoretiska värdet som kretsen borde ge ut blev:

$$V_{RMS} = \left(\frac{V_{pp}}{2}\right)/\sqrt{2} = \left(\frac{2,570}{2}\right)/\sqrt{2} = 908mV$$

Här blir det en skillnad på nästan 10 % fel vilket var lite mycket så det blev till att testa en gång till med gul signal på ingångsspänningen istället (direkt på spolen). Generatoren inställd på samma sätt, endast flyttat probarna på kortet.



Figur 54 RMS spänningskort, Gul spänningen på spolen, blå RMS-komponenten.

I figur 54 är det precis som föregående figur fel på blå signals amplitud som anges till 240mV vilken ska vara precis som förra 1V<sub>RMS</sub>. Gul ser ut att ligga precis där kursorerna också blivit placerade så de borde stämma rätt bra.

Spänningsdelning först:

$$V_{ut} = V_{in} \cdot \frac{1,5}{37,5} \Rightarrow 68,75 \cdot 0,04 = 2,75V_{pp}$$

$V_{RMS}$ :

$$V_{RMS} = \left(\frac{V_{pp}}{2}\right)/\sqrt{2} = \left(\frac{2,750}{2}\right)/\sqrt{2} = 972mV$$

Med samma inställningar blev nu resultatet att  $V_{RMS}$  ut från RMS-kretsen låg på 972mV vilket då endast ger ut ett fel på mindre än 3 %. Det som inte tagits med i beräkningen är att RMS-kretsens utvärde på 1V som den visade i figur 53, kan vara såväl högre som lägre eftersom ifall kursorerna inte utplaceras korrekt, vilket skulle kunna förändra resultatet.

Ett sista försök att se ifall RMS-värdet kunde vara rätt var att analysera data från oscilloskopet nersparat till Matlab och därigenom simulera upp hela sinussignalen samt RMS signalen och räkna ut medelvärdet med alla insamlade punkterna inräknade. Filen som analyseras var en csv fil från oscilloskopet som hade 5M punkter med sparad data för sinusvågen. Filen importerades in i Matlab och sedan utfördes RMS beräkning på data och på så vis blev det en helt korrekt avläsning av RMS-värdet. Resultatet från figur 53's data blev  $941mV_{RMS}$  på den gula signalens data vilket var lite mindre än RMS-kretsens utsignal på  $1V_{RMS}$ . Resultatet från figur 54's data blev att den gula signalens värde blev  $25,52V_{RMS}$  i Matlab vilket efter spänningsdelning gav  $25,52 \cdot 0,04 = 1,0208V_{RMS}$ , vilket då verkar stämma bra med RMS-kretsens utsignal på  $1V_{RMS}$ . Till sist kan det noteras att enligt detta test med data från analysen i Matlab så ger det ut en verklig spänningsdelning på:

$$V_{ut} = V_{in} \frac{0,941}{25,52} = 0,0369V_{in}$$

Även om resultaten inte är samma alltid så ansågs kretsen fungera tillräckligt bra för att fungera på experimentkortet.

#### 4.6.4 Fyrkantsvåg

Utförandet av komparatorn och dess kring komponenter togs fram likadant som för komparatorn till hallgivaren. Viktigt här var att precis samma filter innan komparatorn i kretsen användes så att inte fasen blev annorlunda förskjuten mellan kretsarna. Efter tester på hallgivarkortet var det ingen tvekan om att det behövdes en Schmitt-trigger även på spänningsdelningen. Det som var viktigast var att få förhållandena mellan trignivåerna och sinusens amplitud att bli lika mellan hallgivarens Schmitt-trigger och spänningens Schmitt-trigger. För att kunna jämföra faserna så måste båda fyrkantsvågorna trigga på samma procentuella uppgång på sinuskurvan annars blir data inte jämförbara. Efter redan genomförda tester så var det klart att hallgivarens utsignal var fem till sex gånger mindre än vad spänningens signal efter spänningsdelningen var. För hallgivaren räknades  $100mV$  vara den undre gränsen för vad som skulle kunna omvandlas av Schmitt-triggern så en nivå på mellan  $500-600mV$  för Schmitt-triggern på spänningsdelningskortet borde ge korrekt synkning mellan kortens fyrkantsvågor. Filtret som applicerades på hallgivarens kort kopierades och applicerades även här på kortet för spänningen.

#### 4.6.5 Schmitt-trigger

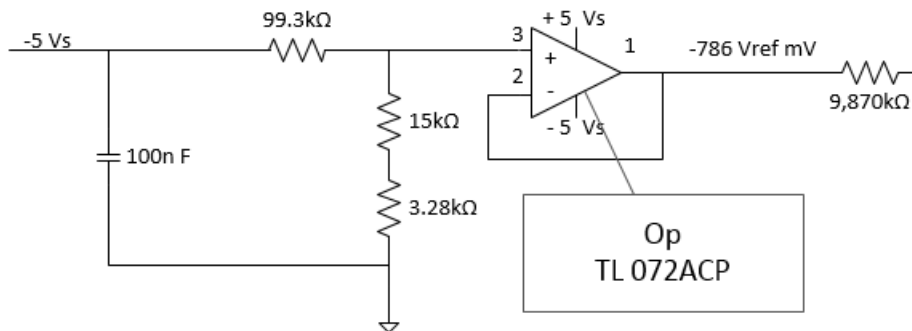
Med den bestämda hysteresen på  $\pm 600mV$  räknades  $V_{ref}$  ut.

$$\frac{V_{hög} - 5}{V_{ref} + V_{låg}} = \frac{V_{låg} - 0}{V_{ref} + V_{hög}}$$

$$\frac{0,6 - 5}{V_{ref} - 0,6} = \frac{-0,6 - 0}{V_{ref} + 0,6}$$

$$V_{ref} = -786 \text{ mV}$$

För att konstruera  $V_{ref} = -786mV$  gjordes en späningsdelning av  $-5V$  samt att det tillfördes en späningsföljare efter så att det förblev samma referens spänning även när efterkommande komponenter efter späningsdelningen kopplades in, se figur 55.



Figur 55  $V_{ref}$  späningskortet.

$R_1$  sattes till  $100k\Omega$  men var i verkligheten  $99,3k\Omega$ .

$-5V$  var i verkligheten  $-5,06$  så därför räknades det på  $-5,06V$ .

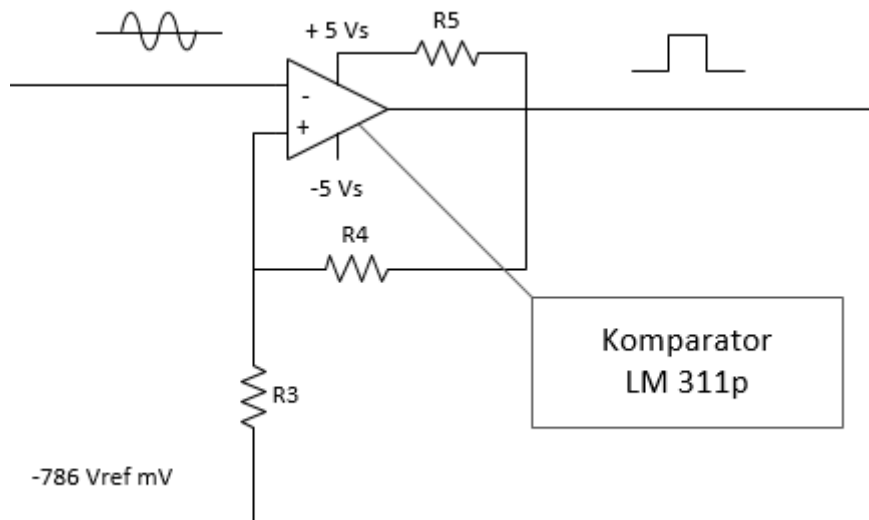
$$\frac{V_{ut}}{V_{in}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{-0,786}{-5,06} = \frac{R_2}{99,3 \cdot 10^3 + R_2}$$

$$R_2 \approx 18220\Omega$$

För att få till ett motstånd som var mer eller mindre helt exakta på värdet så seriekopplades två stycken med riktiga värdena på  $3228+15000=18228\Omega$ . Efter att denna del testat på ett kopplingsdäck så sattes den fast på experimentkortet och sen mättes utspänningen till  $-783mV$  före OP och  $-786mV$  efter OP. Nästa del att konstruera var Schmitt-triggern där första steget var att räkna ut värdena på motstånden  $R_3$  och  $R_4$  figur 56.





Figur 56 Schmitt-trigger spänningskort.

För att få fyrkantsvågorna exakt likadana så var värdena som beräknades extremt viktiga att bli exakta.

Förhållanden mellan R4 och R3 räknades ut på följande sätt:

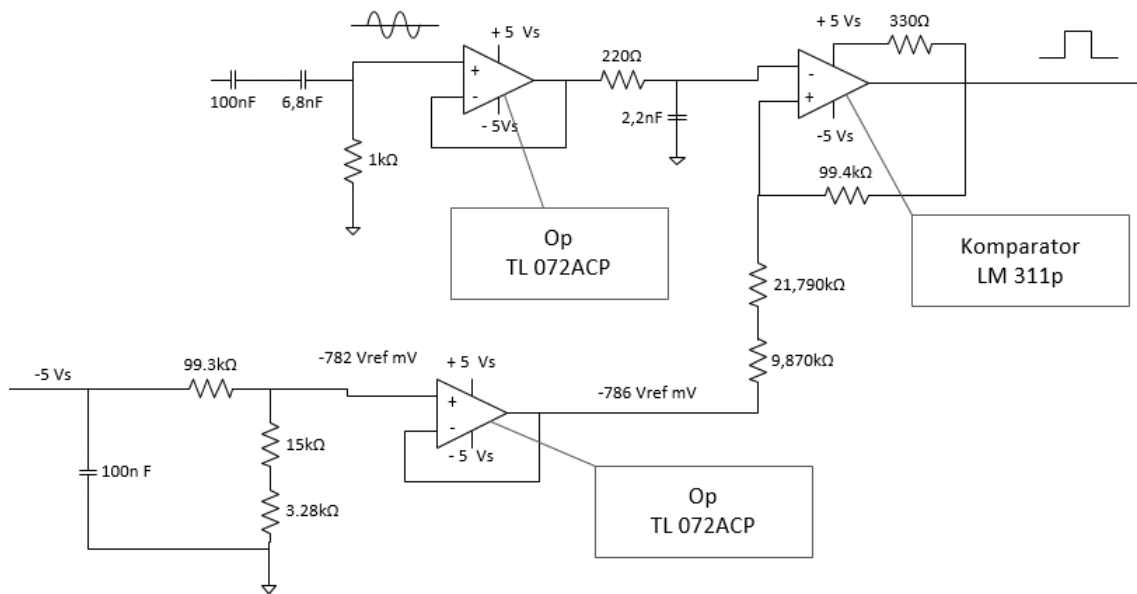
$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{V_{hög} - 5,0}{V_{ref} + V_{låg}}$$

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{0,600 - 5,0}{-0,785 - 0,600} = 3,17$$

R4 till 99,4kΩ

R3 blev då 31,36kΩ vilket resulterade i två motstånd i serie med varandra med värdena 21,79k+9,87k=31,66Ω

För R5 beräknades värdet exakt likadant som för R5 på hallgivar kortet och sattes till samma värde på 330Ω.



Figur 57 Schmitt-trigger för spänningskortet, samt dess filter före.

Efter att Schmitt-triggeren blivit konstruerad och testad på experimentkortet i labbet blev resultatet att trignivåerna låg på +526mV och -527mV.

Här testades även olika komparatorer samt olika operationsförstärkare. Ovan resultat blev det när testerna var med komparator: LM311P och LM311N, och OP: TL072ACP. När OPn LME79720NA kopplades in så blev trignivåerna +572mV och -571mV. Samma obefintliga fel mellan trignivåerna men ett klart intressant experiment där det bevisades hur mycket olika komponenter inom samma samlingsnamn kan skilja sig åt. Dock ska det tilläggas att LME är ungefär fyra gånger dyrare och har hela 55Mhz bandbredd medan TL bara har 3Mhz. För framtida tester ska inte detta var av någon betydelse för bruset som fanns i spänningen när den mätts ute på företaget var endast 400mV hög vilket är betydligt under minsta värdet på 527mV och bör därmed inte orsaka ett omslag i utsignalen. Den sista informationen som behövdes från signalen kring Schmitt-triggeren var hur mycket fasen ändrades från att den skickades in fram till precis efter filtret.

Test ett var för en signal på  $f=95\text{kHz}$ ,  $V=7V_{\text{RMS}}$  som gick igenom spänningsdelningen fram till efter filtret i kretsen och gav då ut två signaler vars tidsdifferens mellan räknades ut. Därefter räknades fasvriddningen ut:

$$\begin{aligned}\Delta t &= 64\text{ns} \\ \alpha &= \omega \Delta t \\ \alpha &= 2\pi \cdot 95 \cdot 10^3 \cdot 64 \cdot 10^{-9} \approx 0,038 \text{ rad} \\ \alpha &= 0,038 \frac{180}{\pi} = 2,2^\circ\end{aligned}$$

Resultatet blev att fasen vreds med  $2,2^\circ$  från ingång fram till Schmitt -triggeren.

Test två var för en signal på  $f=95\text{kHz}$ ,  $V=7V_{\text{RMS}}$  som gick in i kretsen efter spänningsdelningen fram till efter filtret i kretsen och gav då ut två signaler som tidsdifferens mellan räknades ut på. Därefter räknades fasvridningen ut.

$$\Delta t = 96\text{ns}$$

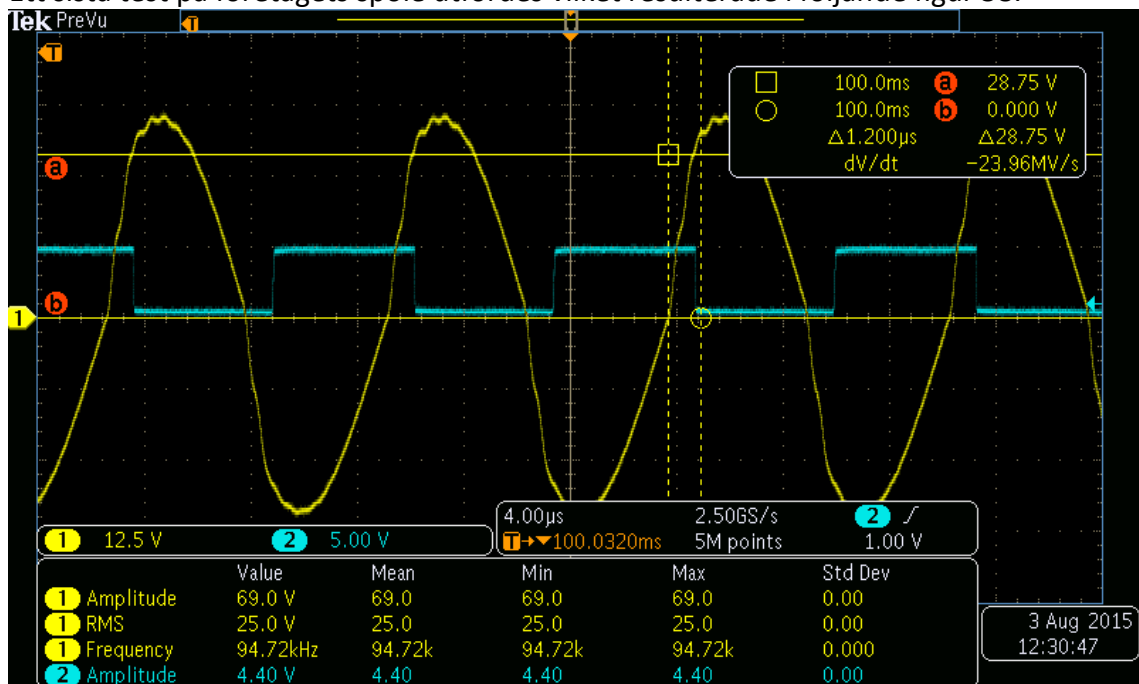
$$\alpha = \omega \Delta t$$

$$\alpha = 2\pi \cdot 95 \cdot 10^3 \cdot 96 \cdot 10^{-9} \approx 0,057\text{rad}$$

$$\alpha = 0,057 \frac{180}{\pi} = 3,3^\circ$$

Resultatet blev att fasen vreds med  $3,3^\circ$  från ingång efter spänningsdelning fram till Schmitt-triggern.

Ett sista test på företagets spole utfördes vilket resulterade i följande figur 58.



Figur 58 Schmitt-trigger spänningskortet.

I figur 58 kan det utläsas att den triggas cirka  $1,2\mu\text{s}$  på uppgången och det blev detsamma även för nergången. I och med detta så ansågs Schmitt-triggern vara klar för spänningsdelningskortet.

#### 4.7 Komponenter i kretskortet för mikrokontroller

Följande komponenter ingick i kretskortet för mikrokontrollern:

- PIC18f4620 Mikrokontroller
- MAX232CPE Driver/Receiver
- 6N137 Optokopplare
- ECS-2100AX-400 40MHz Oscillator
- LCD 16x2

#### 4.7.1 Isolation och skydd av komponenter

För att kunna skydda så mycket av komponenterna som möjligt så söktes det först efter en transformator till kretskort som skulle kunna klara en frekvens på ca 200 kHz, då sökandet inte gav att det fanns någon sådan som klarade kraven så gavs rekommendation att använda en optokopplare mellan PIC18f4620 och MAX232CPE. Detta för att i alla fall hålla datorn galvaniskt isolerad från resten av kretsen. Valet av optokopplare blev en 6N137, som klarar en överföring på 10 MBd.

#### 4.7.2 Samplingskrav

Kraven som handledaren på ÅR ställde på antal sampel av mätdata var 100 mätpunkter under 200 ms.

#### 4.7.3 Mikrokontroller

Mikrokontrollern som valdes att användas var PIC18f4620, med dess A/D omvandlare på 10-bitar som kunde överföras till data på en av 1024 olika nivåer. Koden till mikrokontrollern finns i Bilaga B.

##### 4.7.3.1 Extern Oscillator

För att uppnå kraven på antal sampel under en puls behövdes en snabbare klocka än den som fanns i mikrokontrollern, vilket ledde till att en extern oscillator behövdes införskaffas. Valet blev en ECS-2100X-400 oscillator som hade en frekvens på 40 MHz.

### 4.8 Programmering

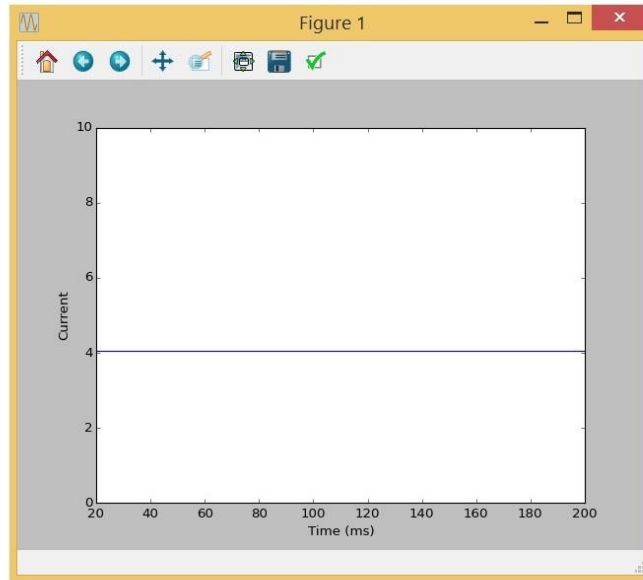
#### 4.8.1 C-programmering

För att programmeringen av mikrokontrollern användes PICKit3 och programmeringsspråket C, programmeringsmiljön som användes var Microchips egna programmeringsmiljö MPLABX IDE 2.5 med kompilatorn MPLABXC 8-bit.

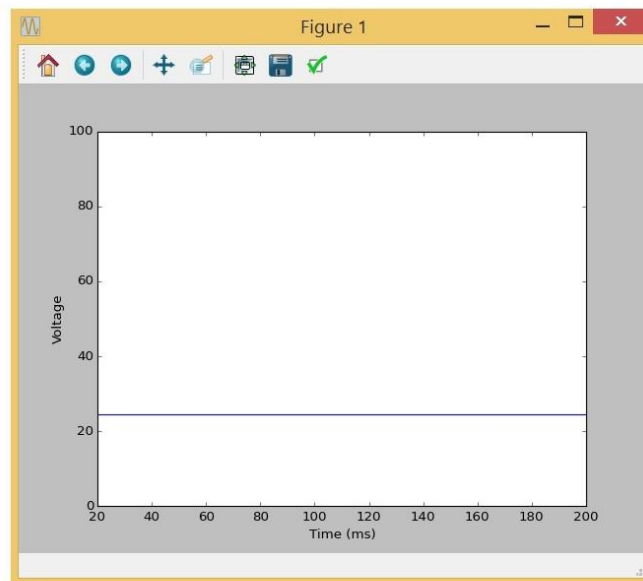
#### 4.8.2 Python-programmering

I den mottagande datorn användes Python distributionen Anaconda3, med Python version 3.4, och pySerial 2.7 för att ta emot data genom serieporten. Koden till Python finns i Bilaga B.2 och B.3.

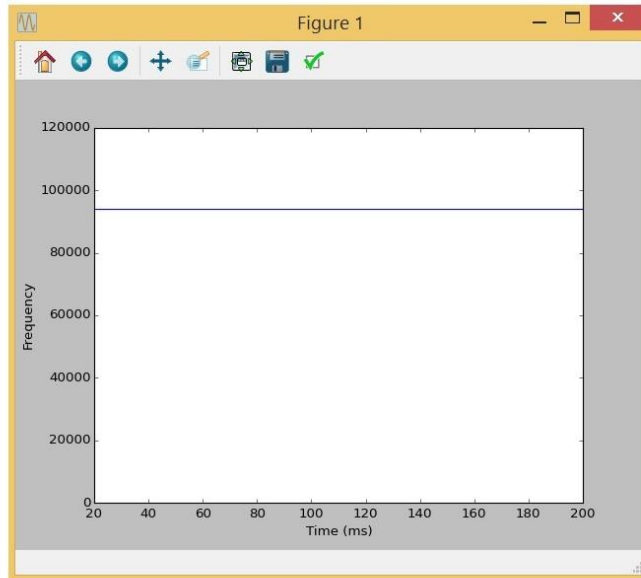
Pythonskriptet skapade en graf till strömmen, spänningen, frekvensen respektive fasskillnaden. För att rita kunna rita upp graferna behövdes numpy och matplotlib som redan fanns inkluderat i Anaconda3. Bild 58 – 61, exempel på hur de olika graferna såg ut.



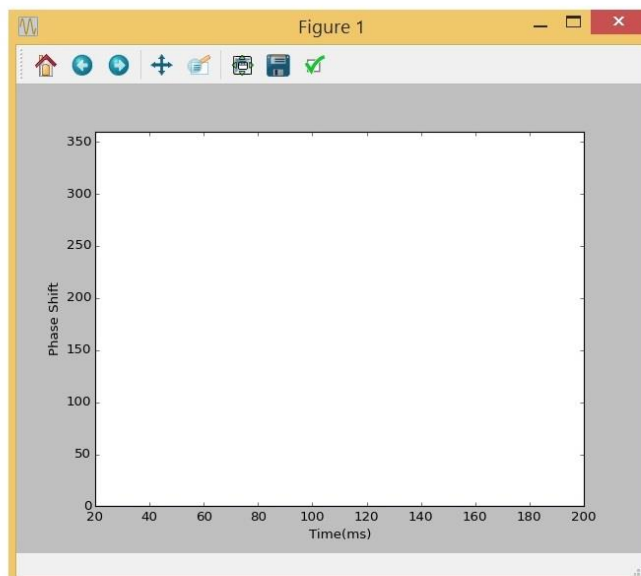
*Figur 59 Ström beroende på tid*



*Figur 60 Spänning beroende på tid*



Figur 61 Frekvens beroende på tid



Figur 62 Fasskillnad beroende på tid

## 4.9 Mikrokontroller inställningar

### 4.9.1 Korrekt avbrotts intervall

För att kunna uppnå samplingskraven behövdes ett avbrott som inträffar efter ett bestämt intervall, i detta fall en millisekund. Med den externa oscillatorn på 40 MHz så blev timer0 en räknare med frekvensen [12, pp. 123 - 125]

$$F_{osc} = \frac{40}{4} = 10 \text{ MHz.}$$

Vilket ledde till att den räknade upp ett steg var

$$t = \frac{1}{10^7} = 100 \text{ ns.}$$

Utän någon prescaler så tog uppräknningen av en millisekund:

$$\frac{10^{-3}}{10^{-7}} = 10\,000 \text{ ns.}$$

Tabell 2 - Alternativ till prescaler inställning.

Prescaler	ns
1:1	10 000
1:4	2500
1:8	1250
1:16	625

En 1:4 prescaler blev det som användes i C-koden till mikrokontrollern.

Till sist räknades startvärdet på timer0 ut. Då timer0 är en 16-bitars räknare så räknare den upp till  $2^{16} - 1 = 65535$  innan den sätter avbrottsflaggan. Om det tar 2500 steg så skulle startvärdet på timer0 sättas till  $65535 - 2500 = 63035$ , d.v.s. F63B i hexadecimalt.

#### 4.9.2 AD-omvandling

I ADCON1 registret [12, p. 224] sattes referens spänningen till mikrokontrollerns matningsspänning och gjorde genom att sätta bitarna VCFG1 och VCFG0 vilket då ledde till att AD-omvandlingen är 0-5V på 10 bitar, där 5 V har det digitala värdet 1024. För att sedan i pythonskriptet omvandla den digitala representationen av likspänningarna så multiplicerades man det digitala värdet med:

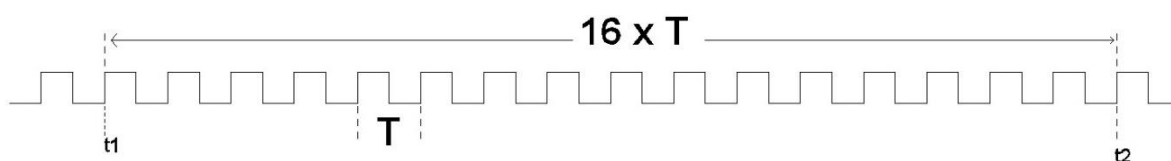
$$\frac{5}{1024} \approx 0,00488$$

#### 4.9.3 Mätning av frekvens och fasvinkeln

För att mäta frekvensen och fasvinkeln användes den inbyggda CCP, Capture/Compare/PWM, modulen i mikrokontrollern [13, pp. 3-2 - 3-3].

#### 4.9.4 Frekvensmätning

När det kom till att mäta frekvensen ställdes registret för modulen in för att fånga var sextonde positiva flank. När detta avbrott inträffade sparades tiden  $t_2$  och  $t_1$  undan, där  $t_2$  var tiden då avbrottet inträffade minus  $t_1$  och  $t_1$  bara var tiden då avbrottet inträffade.



Figur 63 Frekvensmätning

CCP-modulen ställdes in på att fånga var 16:e stigande flank, detta för att ge medelvärdet av 16 perioder vilket gav ett skydd mot brus och störningar i signalen som kunde påverka mätningarna.

Med en  $F_{OSC} = 40$  MHz oscillator till mikrokontrollern så kommer timern räkna upp varje  $\frac{1}{F_{osc}/4} = 0,1 \mu s$ .

I labbmiljö testades frekvensmätningen genom att skicka in en 100 kHz fyrkantsvåg, som gav en puls som var  $\frac{1}{100} \cdot 10^{-3} = 10 \mu s$  lång. Detta ger om man fångar var 16:e stigande flank att det skulle ta  $x = \frac{10}{0.1} \cdot 16 = 1600$  uppräknings. Efter lite tester togs följande formel fram för att kunna räkna ut frekvensen från mikrokontrollerns resultat.

$$f(x) = 16 \cdot \frac{10^7}{x}$$

Även utsignalen från Schmitt-triggern skickades in för att testa om att även den signalen gav ut rätt resultat.

#### 4.9.5 Mätning av fasvinkeln

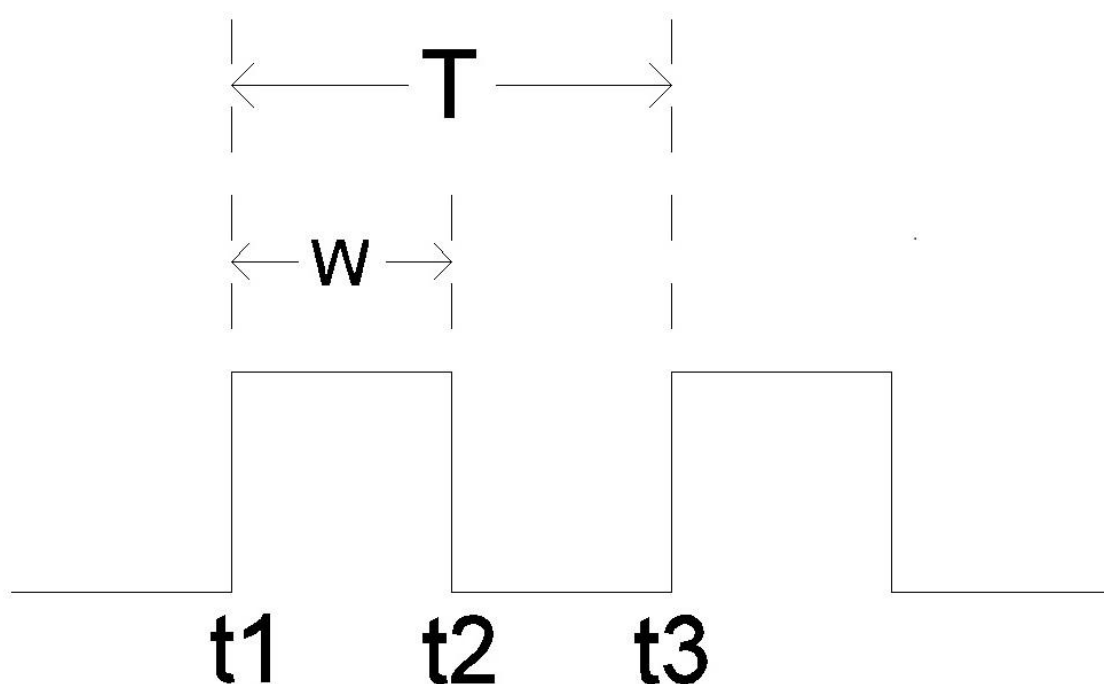
För att beräkna fasvinkeln mellan ström och spänning i induktorn togs pulsbredden av fyrkantsvågen fram och användes i formeln:

$$\varphi = 360f\Delta t$$

Där  $\Delta t$  är tiden då fyrkantsvågen från XOR-grinden är hög och  $f$  är frekvensen som mätts ut tidigare. Under testningen av programmet till mikrokontrollern, upptäcktes det



att pulserna var för snabba för att en CCP-modul skulle klara av att mäta både frekvens och fasskillnad. Detta ledde till beslutet att använda två CCP-moduler. Ett annat problem som också upptäcktes var att CCP-modulerna inte var snabba nog att fånga stigande och fallande flank på en puls vid högre frekvenser, under tester i labbmiljö fångades den fallande flanken på nästkommande puls. Detta korrigerades i pythonskriptet med att ta bort en periodtid från resultatet, vilket då gav rätt värde. För att ta fram pulskvoten ställdes CCP2-modulen in på att först fånga varje stigande flank och spara undan tiden, då ett avbrott inträffat och att sedan ställa om den till att fånga varje fallande flank, i variabeln t3 medan CCP2-modulen hade ställts in för att fånga varje fallande flank, på samma sätt som för t3 sparades tiden för den fallande flanken i variabeln t4. Samtidigt subtraherades t3 från t4 för att ge pulslängden.



Figur 64 Mätning av pulslängden

#### 4.9.6 Seriekommunikation mellan dator och mikrokontroller

Mätdata som samlats in behövdes även lagras och för att åstadkomma detta användes seriekommunikation med hjälp av RS232-standarden för att skicka informationen till en dator. Då det är fyra värden som ska skickas seriellt och varje värde är en integer, måste detta kunna skickas på en millisekund. Detta ger en överföringstid på max

$$\frac{0.001}{64} = 1.5625 \cdot 10^{-5} \frac{s}{bit}$$

Med detta i åtanke ställdes bitöverföringshastigheten för seriekommunikationen in till 115.2 kBd, som ger att det tar

$$\frac{1}{115200} \approx 8.680556 \cdot 10^{-6} \frac{s}{bit}$$

I början av testerna för seriekommunikationen användes programmet PuTTY, en SSH och Telnet klient för Windows, detta för att kunna läsa av COM-portarna på datorn då nyare versioner av Windows inte längre hade programmet HyperTerminal inkluderat sedan Windows XP.

#### **4.10 Design av kretskort till mikrokontroller**

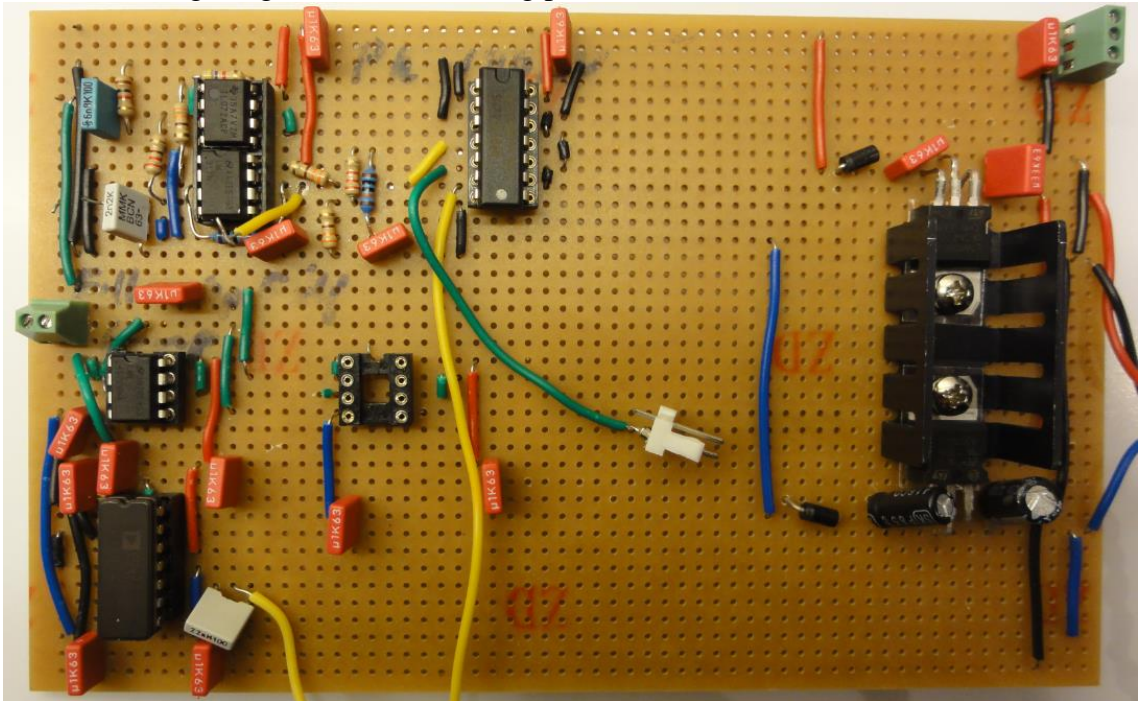
När kretsschemat för mikrokontrollerkortet hade tagits fram så påbörjades designen av kretskortet som skulle beställas. Kretskortet ritades i programmet Eagle CAD 7.3 gratisversionen. De begränsningarna som fanns är t.ex. max storlek 100x80 mm på kortet och endast två signal skikt, ovan och undersida. Både kretsschemat och tillhörande bild på Eagle board designen finns i bilaga 1.

## 5 Resultat

Examensarbetet resulterade i tre olika kretskort som var dedikerade för olika uppgifter och tillsammans levererade mätresultaten, ström, spänning, fas och frekvensen från den envarviga spolen.

Hallgivarkortets prestanda beskrivs av följande data:

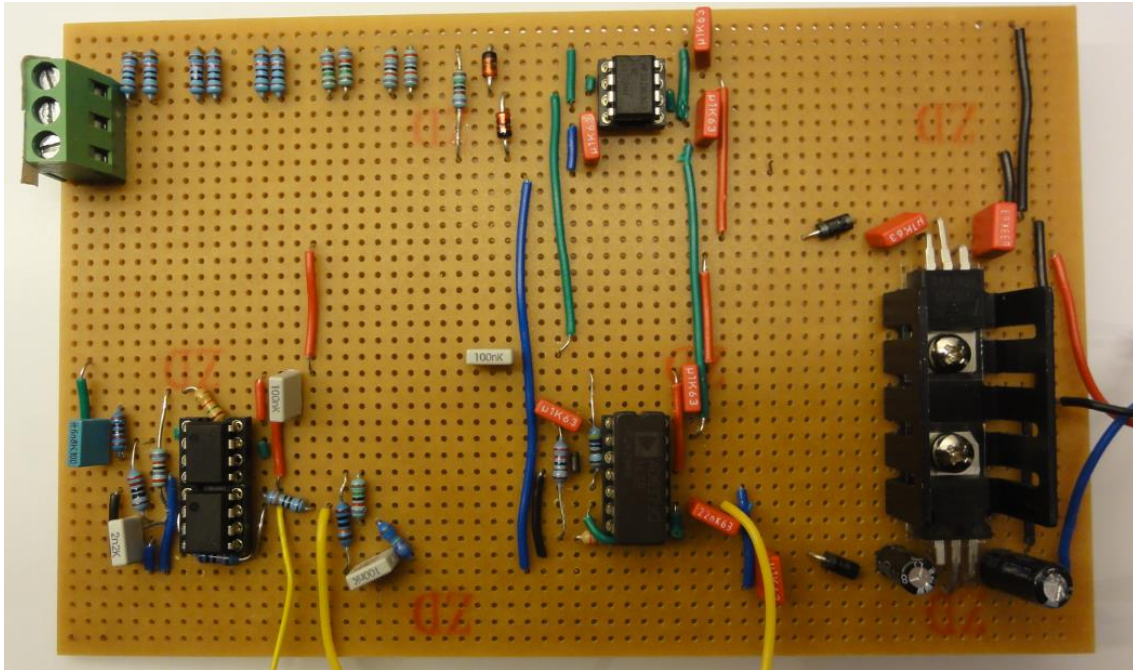
- RMS utgången ger ut fel på cirka  $\pm 1$  % (Osäkerhet ifall RMS-kretsen eller mätinstrumentet ger fel).
- Bandpassfiltret har ett bandpass på 300 kHz och centrumfrekvens på 100 kHz.
- XOR-grinden gav ut en tillräcklig bra fyrkantsvåg.
- Schmitt-triggers trignivåer blev +109 mV och -111 mV.
- Kortet ger signalen en fasvridning på  $2,8^\circ$ .



Figur 65 Färdiga experimentkortet för hallgivaren.

Spänningskortets prestanda beskrivs av följande data:

- RMS utgången ger ut fel på cirka  $\pm 0,5$  % (Osäkerhet ifall RMS-kretsen eller mätinstrumentet ger fel)
- Schmitt-triggers trignivåer blev +572 mV och -571 mV.
- Bandpassfiltret har ett bandpass på 300kHz och centrumfrekvens på 100 kHz.
- Kortet ger signalen en fasvridning på  $2,2^\circ$ .



Figur 66 Det färdiga experimentkortet för spänningen.

Mikrokontrollerkortets prestanda beskrivs av följande data:

- Koden till mikrokontrollern gav ut rätt värden under tester i labbmiljö och skickade dem till en dator seriellt för lagring.
- Bitöverföringshastighet på 115,2 kBaud.
- Pythonskriptet tog emot och lagrade informationen i en komma separerad textfil.
- Dessa text filer kunde öppnas med ett annat pythonskript som plottade diagram från data i CSV filen.

## 6 Diskussion

I kretsen för hallgivarens och spänningens signalbehandling blev det rätt så uppenbart att det inte var lämpligt att använda mätvärdena från oscilloskopets kursorer eftersom dessa kan ge ganska stora mätfel från sig. Därför var det säkraste sättet att spara ner data till Matlab som kunde räkna ut det riktiga medelvärdet från en mängd sampels som blivit sparad i en fil. Det visade sig att en fin linje på oscilloskopet som visar RMS-värdet för utsignalen, nästan är helt omöjlig att positionera kursorn på eftersom linjen är för bred i förhållande till kursorernas bredd.

### 6.1 Mätkortet

RMS-till-DC omvandlarna på korten ger ut ett fel mellan 0,5 - 1,5 % i labbmiljö vilket var försumbart. Att värdet på testerna ute på företaget fick en felmarginal på 3 - 4% bör tyda på att kursorerna på oscilloskopet inte blev rätt placerade under testerna och ingen multimeter kunde anslutas då pulsen endast är 240 ms lång vilket medför att multimeterns värde inte blir synligt. Slutsatsen av detta blir att signalerna från komponenten är väldigt bra men för att kunna ta tillvara på dem behövs mikrokontrollern som kan analysera dem bättre och skicka dem vidare till en lagringsplats.

När tester för spänningsdelningen utfördes på företagens spole upptäcktes det att utspänningen från RMS-till-DC konvertern inte var det teoretiskt förväntade resultatet. Inspänningen förväntades multipliceras med en faktor på 0,0396 som var fallet i labbmiljö, däremot visade testerna på företaget att faktorn var inte det förväntade. Analys av signalerna i Matlab visade att spänningsdelningsfaktorn var 0,0369. Det som kan tänkas förklara detta är att spänningsdelningens proportioner kanske ser annorlunda ut när signalerna från spolen kommer in i kretsen och inte är lika ren som utsignalen från funktionsgeneratoren i labbsalen. Detta kan bero på störningar i signalen med höga frekvenser som påverkar resistorerna och bildar en parasitinduktans. Då signalen först filtreras efter spänningsdelningen så filtreras inte störningar i signalen bort som därmed möjligen påverkar förhållandet.

Filtret i designen var en av de lättaste typerna av bandpassfilter att konstruera och filtrerar därför inte så hårt efter brytfrekvensen vilket medför att en viss del störningar kan ta sig igenom, dock så fungerade det bra när tester gjorts på företaget för det ändamål som var satt, att ge Schmitt-triggern en tillräckligt ren signal. Schmitt-triggern på korten fungerade bra med ett litet fel på 1-2 % för trignivåerna när de blev testade på labbmiljö, ute på företagens tester så fick exempelvis hallgivarens värde 60 ns i skillnad mellan trigging på hög jämte låg nivå, vilket är litet i jämförelse med periodtiden på 10,6  $\mu$ s.

Det som framförallt var viktigt med att få fasen korrekt var att applicera precis samma komponenter så långt som möjligt på de två korten, vilket då gör att fasvridningen blir samma så att ingen korrigering krävs. På spänningskortet utfördes två olika tester som gav ut en fasvridning på 3,3° på en signal som kom in efter spänningsdelningen och en

fasvridning på 2,2° för en signal som kom in före spänningsdelningen. Detta verkar rimligt för komponenter med viss induktans eller kapacitans. Induktans och resistanser (vid högre frekvenser) vrider fasen tvärt om mot vad kapacitanser gör och detta medför att vridningen borde bli mindre när det tillkommer resistanser i en krets innehållande kapacitanser. Resultatet i XOR-grinden för signalerna blev en fasvridning för kretsen på 9,2°. Värdet gick inte att kontrollera noggrannare men med tanke på vad som tillsats i kretsen så som Schmitt-triggern med tillhörande komponenter, XOR-grinden samt kablar, så kan det tänk sig att fasen vreds ytterligare i kretsen innan den nådde fram till XOR-grinden. Ifall vi räknar med värdet från när spänningsdelen testades så borde det betyda att på 9,2° dras 1,1° av på resultatet som då blir 8,1° vilket ger i sekunder:

$$\Delta t = \frac{8,1\pi}{180} \cdot \frac{0,14}{2\pi \cdot 95 \cdot 10^3} \approx 238 \text{ ns}$$







I formeln används 95 kHz som är det värdet som användes under test av kortet i labbsalen. Resultatet bör alltså vara 238 ns eller 8,1° fasvridning mellan kretskorten innan de når XOR-grinden och därför måste denna fasvridning kompenseras för i pythonskriptet som plottar data i grafer.

För att omvandla hallgivarens utsignal till verklig ström behövdes ett förhållande mellan hallgivarens utspänning och strömmen i spolen. Tester gjordes på spolen med hjälp av en strömtång, dock så var max ström denna kunde mäta 500 A, vilket var lägre än vad som förväntades gå genom spolen. Detta medförde att testerna för att ta fram ett förhållande mellan hallgivare och spolen inte blev tillräckligt korrekta då generatoren endast kunde ställas in på max 15%. Generatoren är instabil runt 10% och värdena vi kunde mäta var 10 - 15% och kunde därför inte anses trovärdiga vilket också visade sig efter mätningarna. Detta medför att inget slutligt förhållande mellan hallgivarens utspänning och strömmen genom spolen tagits fram till rapporten, ytterligare tester behövs för att bestämma detta förhållande.

## 6.2 Mikrokontrollerkort

Problem med att få en CCP-modul att byta inställningar mellan att beräkna periodtiden eller pulsbredden gjorde att båda CCP-modulerna på mikrokontrollern användes.

Inställningarna för seriekommunikationen fungerade bra i labbmiljö och mottagande pythonskript som kördes på lagringsdatorn mottog mätdata och sparade undan den i filer med datum markering och även vilken mätning som mottagits, vilket kan ses i figur 67.

 Data_insamling_2015-09-18_1.txt	2015-09-18 12:16	Textdokument
 Data_insamling_2015-09-18_2.txt	2015-09-18 12:16	Textdokument
 Data_insamling_2015-09-18_3.txt	2015-09-18 12:16	Textdokument
 Data_insamling_2015-09-18_4.txt	2015-09-18 12:16	Textdokument
 Data_insamling_2015-09-18_5.txt	2015-09-18 12:16	Textdokument
 Data_insamling_2015-09-18_6.txt	2015-09-18 12:16	Textdokument

Figur 67 Exempel på filer som mätdata sparas i.

Den fasvridning som orsakas av de olika värdena på komponenterna i mätkretsarna samt de olika trignivåerna på schmitt-triggersna kompenseras för i ett pythonskript enligt:

```
phase_Corr = 238  
phase_vec = phase_vec - phase_Corr
```

Även att mikrokontrollern inte lyckades fånga tiden för den fallande flanken på samma puls som den hade fångat tiden för den stigande flanken kompenseras för i pythonskriptet:

```
pulse_Delay = 1  
phase_vec = phase_vec - (pulse_Delay * (freq_vec / 16))
```

Detta sattes ihop till en rad i skriptet:

```
phase_vec = phase_vec - phase_Corr - (pulse_Delay * (freq_vec / 16))
```

Under testerna i labbmiljö så fångades alltid den fallande flanken på den nästkommande pulsen, detta medför att det kompenseras bort en tidsperiod från tiden för fasvinkeln.

## 7 Källkritik

Information om komponenter inhämtades från dess datablad och tillverkarnas olika guider för applicering av komponenterna vilket bör ses som trovärdiga. Teorier om uppbyggnad av kretskort och dess komponenter är hämtat från olika tillverkares hemsidor samt litteratur som publicerades för tio år sedan. Även om utvecklingen gått snabbt på området så tyckte vi att grundtekniken som beskrevs i litteraturen var oförändrat och ansågs inte som något problem.



## 8 Slutsats

Examensarbetet skapades då ÅR Carton ville möjliggöra en avläsning av en spoles data. Avläsning av data som skulle ske med minimal inverkan på spolen skulle vara ström, spänning, fasskillnad och frekvens.

Resultatet blev tre stycken kretsar som klarade kraven som satts upp i början av examensarbetet. Två kort gjorde mätning av signalerna från den envarviga spolen och det tredje kortet omvandlade signalerna från de andra två korten till läsbar och sparad data för vidare analyser. Mätningen av strömmen skedde med en hallgivare och spänningen med spänningsdelning.

När det gäller strömmen och spänningen så gav RMS-to-DC komponenten, AD637, ut fel på  $\pm 1\%$  respektive  $\pm 0.5\%$ . under tester (i labbmiljö/ute på företaget). Denna felmarginal ansågs försumbar i nuvarande skede av utvecklingen.

För frekvensen och fasvinkeln så gav XOR-grinden ut en fyrkantsvåg som såg bra ut på oscilloskopet. Dock när det kom till fasvinkeln, så vrids den lite på grund av de olika komponentvärdena i de filter, som används för att ta bort störningar från signalerna. Även de olika trignivåerna hos Schmitt-triggern orsakar en extra fasvridning mellan korten.

Denna fasvridning kompenseras för i pythonskriptet som plottar graferna av mätdata. Under tester i labbmiljö så samplar och sänder mikrokontrollern mätdata seriellt till en mottagande dator för lagring och uppfyller kraven för bitöverföringshastigheten som krävdes av kommunikationen.

Med resultaten från arbetet kunde slutsatsen dras att idéerna som examensarbetet baserades på fungerade bra och att det är värt att utveckla dessa vidare för bättre avläsning av spolens data.

## 9 Framtida utvecklingsmöjligheter

### 9.1 Hallgivare

Då den hallgivare, A1366, som använts har sin nominella frekvens [9] liggandes nära den snabbast uppmätta frekvensen kan det leda till fel i mätningarna då frekvensen är runt 120 kHz. Att använda en hallgivare med högre nominell frekvens, ca 200 kHz, skulle kunna vara ett bra mål för att bli av med mätfel och även att tidskonstanten inte blir för låg.

### 9.2 Rogowskispole

Som ett annat alternativ för att mäta strömmen som går igenom ledaren har det föreslagits att man skulle kunna använda en rogowskispole omsluten runt ledaren. Med tanke på att rogowskispolen aldrig riktigt testades skulle man även kunna köra tester för att jämföra mätnoggrannheten mellan rogowskispolen och hallgivaren.

### 9.3 Design av mönsterkort

En förbättring är att få mätkorten maskingjorda, bl.a. för att utnyttja utrymmet mer effektivt. De nuvarande experimentkorten fungerar och gör det de ska men de är lite klumpiga att använda. Att få dessa maskingjorda skulle även ta bort behovet av att använda kopplingstrådar, som kan ge upphov till störningar i kretsen.

Man skulle även lättare kunna använda ytmonterade komponenter för att spara ytterligare utrymme. En nackdel med att använda ytmonterade komponenter är att det inte är lika lätt att snabbt byta ut en komponent om den skulle gå sönder. Detta gäller dock även de hålmonterade resistorerna och kondensatorerna. Man kommer ändå oftast bli tvungen att testa sig fram i kretsen för att se vad som gått sönder och behöver bytas ut. Detta problem kan lösas med att ha mer än ett kort som kan användas ifall ett annat behövs lagas. Att kunna få plats med alla komponenter på ett kort istället för att behöva koppla ihop flera kort skulle underlätta med att få bort störningar i ledningarna.

### 9.4 EMC

Komponenterna är känsliga för yttre störningar från maskiner och annan elektronik som är igång runt omkring dem. För att motverka dessa störningar skulle det behövas ordentligt EMC-skydd, till exempel ett anpassat skal till korten/kortet.

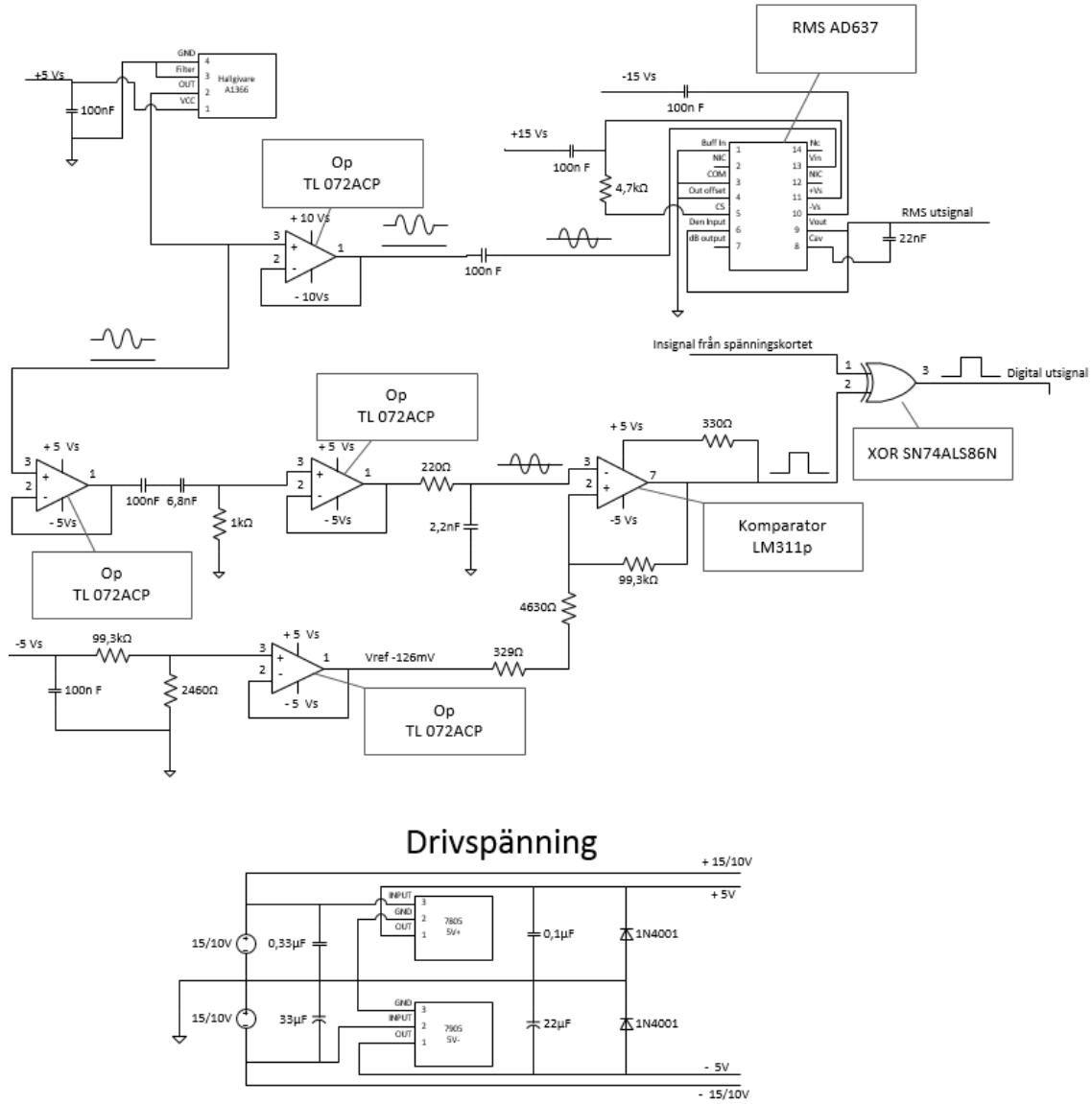
## Referenser

- [1] R. R. Alfredsson A., Elkretsteori, Liber AB, 2009.
- [2] Texas Instruments, "Circuit Board Layout Techniques," [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ml/sloa089/sloa089.pdf>. [Använd April 2015].
- [3] M. B., Analog Elektronik, Lund: Studentlitteratur, 2005.
- [4] S. Milano, "Allegromicro.com," 1 2 2015. [Online]. Available: <http://www.allegromicro.com/en/Design-Center/Technical-Documents/Hall-Effect-Sensor-IC-Publications/High-BW-Sensing-HEV-High-Current-Sensing.aspx>.
- [5] C. C. L. Kitchin, "RMS to DC Conversion Application Guide," [Online]. Available: [http://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/RMStoDC\\_Cover-Section-I.pdf](http://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/RMStoDC_Cover-Section-I.pdf).
- [6] Texas Instruments, "Active Filter Design Techniques," [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ml/sloa088/sloa088.pdf>. [Använd Maj 2015].
- [7] A. K. Y. C. G. K. R. D. W. G. A. Y. a. A. J. S. P N Murgatroyd, "Making Rogowski coils," *Measurement Science and Technology*, pp. 1218-1219, 6 Augusti 1991.
- [8] Allegro MicroSystems, LLCm Joe Gilbert, Ray Dewey, "Hall-Effect Sensor IC Application Guide," [Online]. Available: <http://www.allegromicro.com/>. [Använd 8 April 2015].
- [9] Allegro microSystems, "A1366 datasheet," [Online]. Available: <http://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/A1366-Datasheet.ashx>. [Använd 30 April 2015].
- [10] D. R. Gilbert J., "Allegro Microsystems," [Online]. Available: <http://www.allegromicro.com/~media/Files/Technical-Documents/an27702-Linear-Hall-Effect-Sensor-ICs.ashx?la=en>. [Använd Februari 2015].
- [11] Texas Instruments, "Filter Design in Thirty Seconds," [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/sloa093/sloa093.pdf>. [Använd April 2015].
- [12] Microchip Technology Inc., "PIC18f4620 Datasheet," 2008. [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39626e.pdf>. [Använd Mars 2015].
- [13] Microchip Technology Inc., "Compiled Tips 'N Tricks Guide," 2009. [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/01146B.pdf>. [Använd Mars 2015].

# Bilaga A Kretsscheman

## A.1 Hallgivarens kort

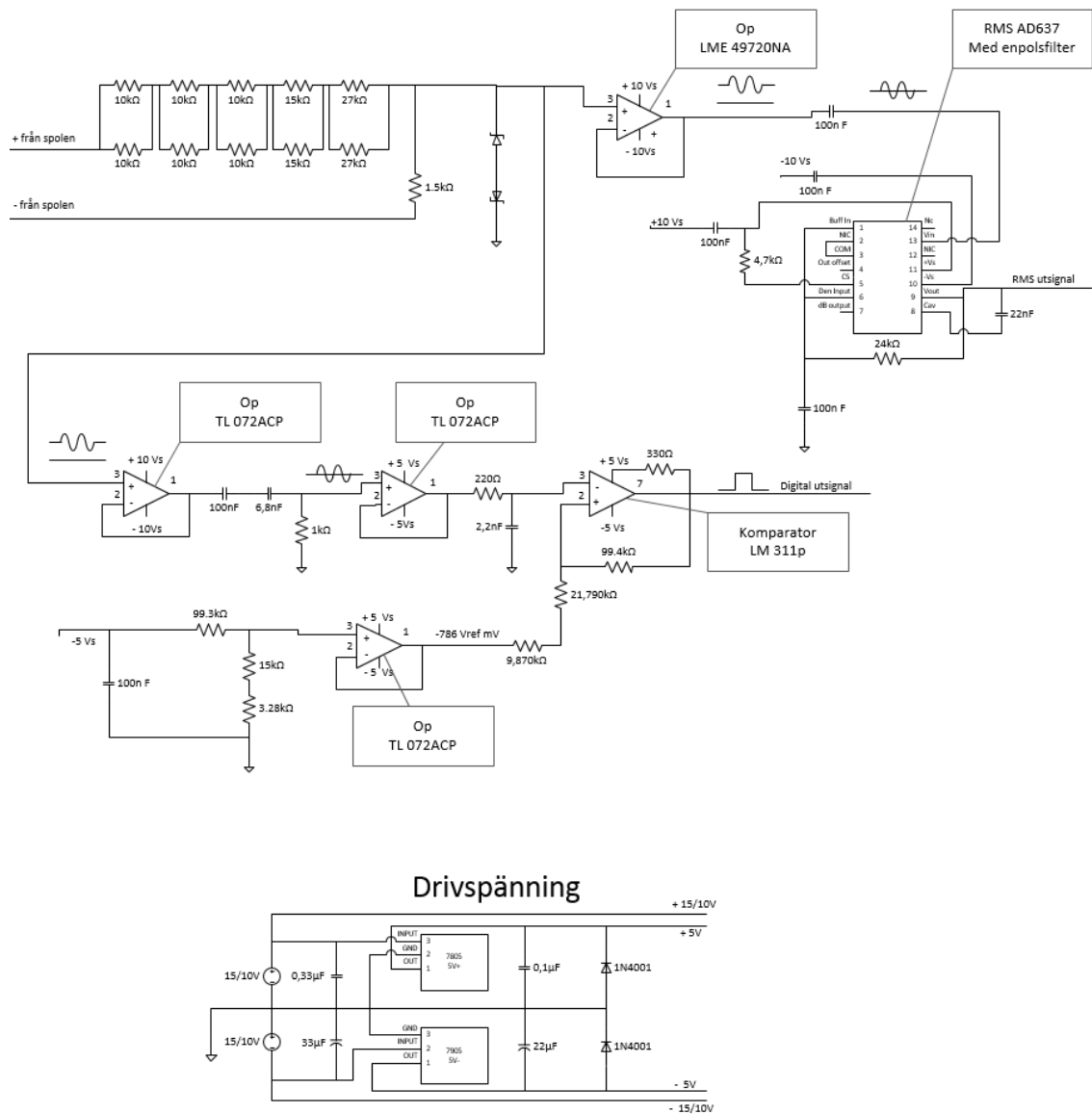
### Krettschema för Hallgivarkortet



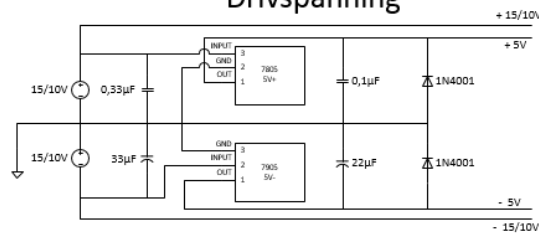
Figur 68 Hallgivarens kretskort

## A.2 Spänningsmätningens kort

### Krettschema för Spänningskort

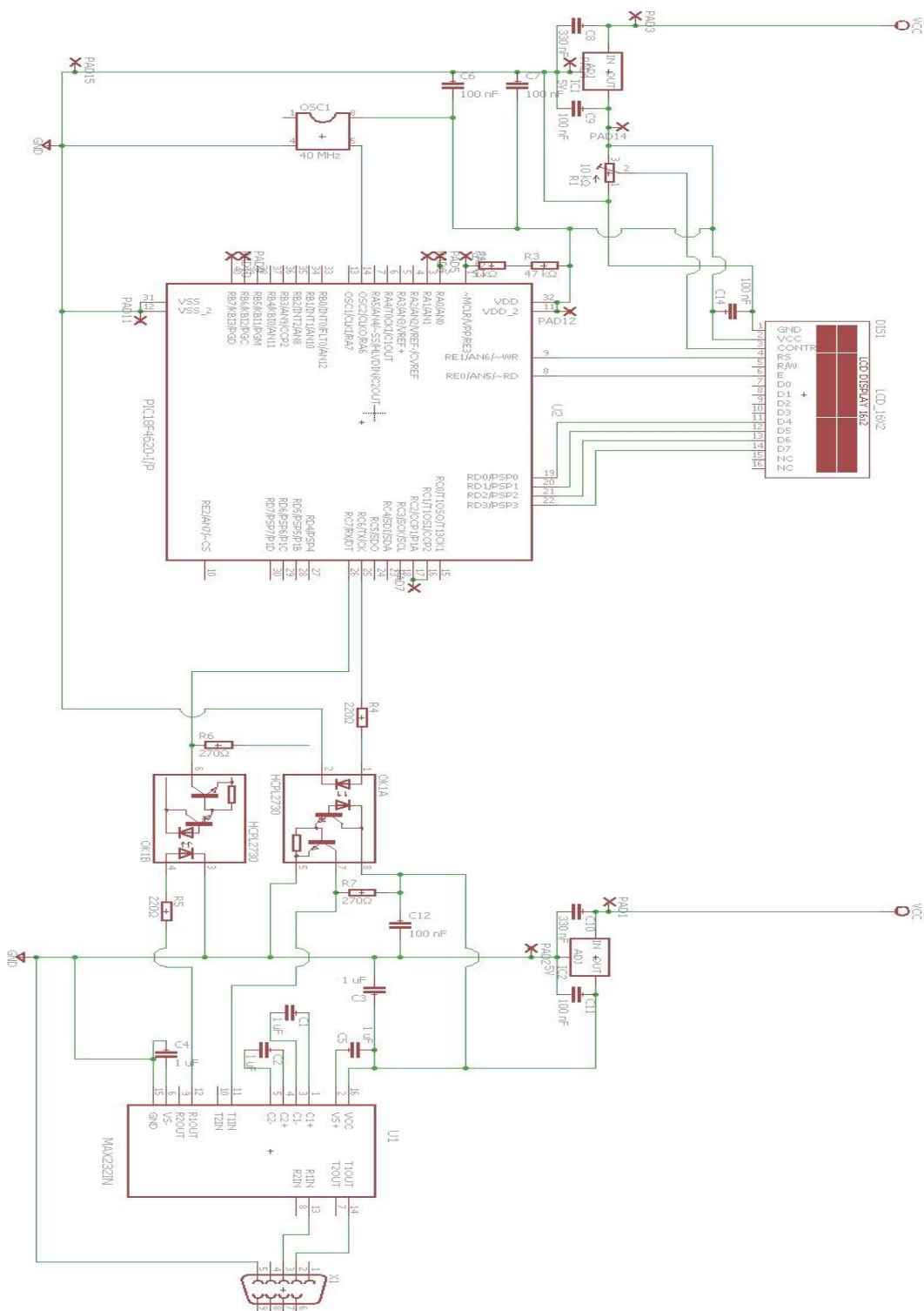


### Drivspänning



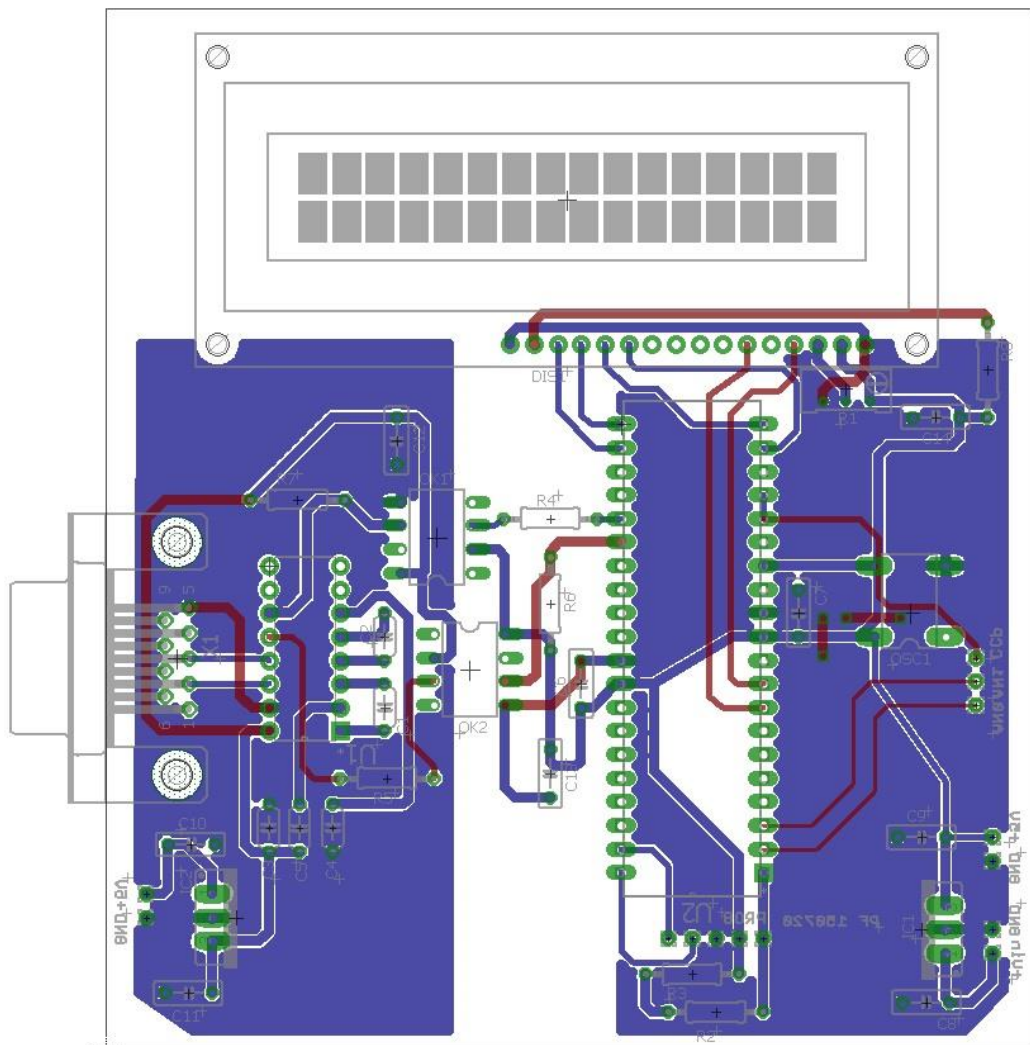
Figur 69 Spännings kretskort

### A.3 Mikrokontrollerkort



Figur 70 Mikrokontroller schema

## A.4 Kretskortsdesign till Mikrokontrollerkort



Figur 71 Kretskortsdesign till mikrokontroller

# Bilaga B Programkod

## B.1 Koderna till mikrokontrollerna

```
/*
 * File: main.c
 * Author: Patrik Frank
 *
 * Created on den 25 Maj 2015, 16:17
 */

#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <p18f4620.h>
#include <xc.h>
#include "lcd.h"

#define _XTAL_FREQ 4000000

// CONFIG1H
#pragma config OSC = ECIO6 // Oscillator Selection bits (EC oscillator, port
function on RA6)
#pragma config FCMEN = ON // Fail-Safe Clock Monitor Enable bit (Fail-Safe
Clock Monitor disabled)
#pragma config IESO = ON // Internal/External Oscillator Switchover bit
(Oscillator Switchover mode disabled)

// CONFIG2L
#pragma config PWRT = OFF // Power-up Timer Enable bit (PWRT disabled)
#pragma config BOREN = SBORDIS // Brown-out Reset Enable bits (Brown-out
Reset enabled in hardware only (SBOREN is disabled))
#pragma config BORV = 0 // Brown Out Reset Voltage bits (Maximum setting)

// CONFIG2H
#pragma config WDT = OFF // Watchdog Timer Enable bit (WDT disabled
(control is placed on the SWDTEN bit))
#pragma config WDTPS = 1 // Watchdog Timer Postscale Select bits (1:1)

// CONFIG3H
#pragma config CCP2MX = PORTC // CCP2 MUX bit (CCP2 input/output is
multiplexed with RC1)
#pragma config PBADEN = OFF // PORTB A/D Enable bit (PORTB<4:0> pins are
configured as digital I/O on Reset)
#pragma config LPT1OSC = ON // Low-Power Timer1 Oscillator Enable bit (Timer1
configured for low-power operation)
```



```

#pragma config MCLRE = ON    // MCLR Pin Enable bit (MCLR pin enabled; RE3
input pin disabled)

// CONFIG4L
#pragma config STVREN = ON    // Stack Full/Underflow Reset Enable bit (Stack
full/underflow will cause Reset)
#pragma config LVP = ON      // Single-Supply ICSP Enable bit (Single-Supply ICSP
enabled)
#pragma config XINST = OFF    // Extended Instruction Set Enable bit (Instruction set
extension and Indexed Addressing mode disabled (Legacy mode))

// CONFIG5L
#pragma config CP0 = OFF     // Code Protection bit (Block 0 (000800-003FFFh) not
code-protected)
#pragma config CP1 = OFF     // Code Protection bit (Block 1 (004000-007FFFh) not
code-protected)
#pragma config CP2 = OFF     // Code Protection bit (Block 2 (008000-00BFFFh) not
code-protected)
#pragma config CP3 = OFF     // Code Protection bit (Block 3 (00C000-00FFFFh) not
code-protected)

// CONFIG5H
#pragma config CPB = OFF     // Boot Block Code Protection bit (Boot block
(000000-0007FFh) not code-protected)
#pragma config CPD = OFF     // Data EEPROM Code Protection bit (Data EEPROM
not code-protected)

// CONFIG6L
#pragma config WRT0 = OFF    // Write Protection bit (Block 0 (000800-003FFFh)
not write-protected)
#pragma config WRT1 = OFF    // Write Protection bit (Block 1 (004000-007FFFh)
not write-protected)
#pragma config WRT2 = OFF    // Write Protection bit (Block 2 (008000-00BFFFh)
not write-protected)
#pragma config WRT3 = OFF    // Write Protection bit (Block 3 (00C000-00FFFFh)
not write-protected)

// CONFIG6H
#pragma config WRTC = OFF    // Configuration Register Write Protection bit
(Configuration registers (300000-3000FFh) not write-protected)
#pragma config WRTB = OFF    // Boot Block Write Protection bit (Boot Block
(000000-0007FFh) not write-protected)
#pragma config WRTD = OFF    // Data EEPROM Write Protection bit (Data
EEPROM not write-protected)

// CONFIG7L

```

```

#pragma config EBTR0 = OFF // Table Read Protection bit (Block 0 (000800-
003FFFh) not protected from table reads executed in other blocks)
#pragma config EBTR1 = OFF // Table Read Protection bit (Block 1 (004000-
007FFFh) not protected from table reads executed in other blocks)
#pragma config EBTR2 = OFF // Table Read Protection bit (Block 2 (008000-
00BFFFh) not protected from table reads executed in other blocks)
#pragma config EBTR3 = OFF // Table Read Protection bit (Block 3 (00C000-
00FFFFh) not protected from table reads executed in other blocks)

// CONFIG7H
#pragma config EBTRB = OFF // Boot Block Table Read Protection bit (Boot Block
(000000-0007FFh) not protected from table reads executed in other blocks)

unsigned int cap_mode = 0, cnt = 0;
unsigned int data_check = 0, wait = 0;
unsigned int U_RMS = 0, I_RMS = 0;
unsigned int t1 = 0, t2 = 0, t3 = 0, t4 = 0;
unsigned long avg_f_temp = 0;
unsigned int avg_I = 0, avg_U = 0, avg_P = 0;
char Start = 'b';
char Stop = 'c';

unsigned int adc_read(unsigned char);

void adc_init(void);

void init(void);

void USART_init(void);

void USART_putc(unsigned char c);

void USART_puts(unsigned char *s);

void USART_putint(unsigned int i);

void interrupt isr(void)
{
    if(TMR0IF) //TIMER0 interrupt flag
    {
        TMR0H = 0xF6; //New value to TMR0H
        TMR0L = 0x3B; //New value to TMR0L

        if(data_check < 2)
        {
            wait++;
        }
    }
}

```

```

}

if(wait == 20)
{
    USART_putc(Start);
}
else if(wait >= 20 && wait <= 200)
{
    I_RMS = (adc_read(0));
    U_RMS = (adc_read(1));
    USART_putint(I_RMS);
    USART_putint(U_RMS);
    USART_putint(t2);
    USART_putint(t4);
}
else if(wait > 200)
{
    USART_putc(Stop);
    wait = 0;
}
TMR0IF = 0; //Reset TIMER0 interrupt flag
}

if(CCP1IF)
{
    t2 = (((CCPR1L + (CCPR1H<<8)) - t1));
    t1 = (CCPR1L + (CCPR1H<<8));
    data_check = 0;
    CCP1IF = 0;
}

if(CCP2IF)
{
    if(cap_mode == 2)
    {
        t3 = (CCPR2L + (CCPR2H<<8));
        CCP2CON = 0x04; //CCP2: Capture mode, every falling edge
    }
    else if(cap_mode == 3)
    {
        t4 = (CCPR2L + (CCPR2H<<8) - t3);
        CCP2CON = 0x05; //CCP2: Capture mode, every rising edge
        cap_mode = 0;
    }
    cap_mode++;
    CCP2IF = 0;
}

```

```

}

if(TMR1IF)
{
    data_check++;
    if(data_check > 1)
    {
        t1 = 0;
        t2 = 0;
        t3 = 0;
        t4 = 0;
        cap_mode = 0;
        wait = 0;
    }
    TMR1IF = 0;
}

if(TMR3IF)
{
    TMR3IF = 0;
}
}

void main(void)
{
    init();
    adc_init();
}

void init(void)
{
    TRISA = 0xFF;           // PORTA inputs
    TRISB = 0xFF;           // PORTB inputs
    TRISC = 0xC6;           // PORTC RC1-2 och RC7-8 inputs
    TRISD = 0xC0;           // PORTD RD0-3 outputs
    TRISE = 0x04;

    lcd_init();
    lcd_init();
    lcd_init();
    lcd_init();
    lcd_init();
    lcd_goto(0x00);
    lcd_puts("init");

    T08BIT = 0;             //TIMER0 16-bit timer/counter
}

```

```

PSA = 0; //Prescaler assigned
T0PS2 = 0;
T0PS1 = 0;
T0PS0 = 1; //1:4 Prescale value
T0CS = 0;
T0SE = 0;
TMR0ON = 1; //Enable TIMER0
TMR0H = 0xF6; //Startvärde till TMR0H
TMR0L = 0x3C; //Startvärde till TMR0L
TMR0IE = 1; //Enable TIMER0 interrupt
TMR1ON = 1; //Enable TIMER1
TMR1IE = 1; //Enable TIMER1 interrupt
T3CCP2 = 1; //Timer3 clock source for CCP2
T3CCP1 = 0; //Timer1 clock source for CCP1
TMR3IE = 1; //Enable TIMER3 interrupt
TMR3ON = 1;
GIE = 1; //Global Interrupt Enable
PEIE = 1; //Peripheral Interrupt Enable
CCP1CON = 0x07; //CCP1: Capture mode, every
16th rising edge
CCP1IE = 1; //Enable CCP1 Interrupt
CCP2CON = 0x05; //CCP2: Capture mode, every
rising edge
CCP2IE = 1;
USART_init();
}

void adc_init(void)
{
    ADCON1 = 0x0D; //AN0-1 analog inputs.
    ADCON2 = 0x92; //Right justified, Tacq = 4 * Tad, Fosc/32.
    ADCON0bits.ADON = 1; //Start the A/D - Converter
}

/*
 * AD-Convert the chosen channel
 */
unsigned int adc_read(unsigned char ch)
{
    ch&=0x0F; //Truncate ch to 4-bits
    ADCON0&=0xC1; //Reset current channel choice
    ADCON0|=(ch<<2); //Choose new channel
    GODONE=1; //Start converting chosen channel
    while(GODONE == 1) continue;
    return ((ADRESH<<8) + (ADRESL)); //Returns 10-bit result
}

```

```

void USART_init(void)
{
    TXSTAbits.TXEN = 1;           //Enable Transmit
    TXSTAbits.BRGH = 1;         //High speed
    SPBRG = 21;                 //115200 Baud Rate,
    (40MHz/(16*115200))-1
    RCSTAbits.CREN = 1;         //Enable receiver
    RCSTAbits.SPEN = 1;         //Enable serial port - configures
                                //RX/DT and TX/CK pins as
                                //serial port pins
}

void USART_putc(unsigned char c)
{
    while(!TXSTAbits.TRMT);
    TXREG = c;
}

void USART_puts(unsigned char *s)
{
    while(*s)
    {
        USART_putc(*s);
        s++;
    }
}

void USART_putint(unsigned int i)
{
    TXREG = i & 0xff;
    while(!TXSTAbits.TRMT);
    TXREG = (i >> 8) & 0xff;
    while(!TXSTAbits.TRMT);
}

```

## B.2 Pythonskript till mottagning av data i dator.

```
# -*- coding: utf-8 -*-
"""
"""

"""Data.py: Reads from the serial port and saves the information to csv text files."""

@author: Patrik Frank
"""

import serial
import struct
import os
from datetime import datetime
from math import pow

__author__ = "Patrik Frank"

delim = ';'
time = 20
cnt = 1
nbr_inputs = 0
data = 0
file_name = "Data_insamling_"
current_date = datetime.strftime(datetime.now(), '%Y-%m-%d')
check_file_name = str(file_name + current_date + '_' + str(cnt) + '.txt')

while os.path.exists(check_file_name):
    cnt += 1
    check_file_name = str(file_name + current_date + '_' + str(cnt) + '.txt')

ser = serial.Serial("\\\\.COM3",115200)
print("Connected to " + ser.portstr)
print("Antal filer: " + str(cnt - 1))

while True:
    cmd = ord(ser.read(1))

    if cmd == 98:
        current_date = datetime.strftime(datetime.now(), '%Y-%m-%d')
        file = open(str(file_name + current_date + '_' + str(cnt) + '.txt'), 'w')
        cnt += 1
        w_time = str(str(time) + delim)

    elif cmd != 98 and cmd != 99:
        data = cmd + (ord(ser.read(1))<<8)
```

```

        w_data = str(str(data) + delim)
        file.write(w_data)
        nbr_inputs += 1

elif cmd == 99:
    file.close()
    time = 20

if nbr_inputs == 4:
    w_time = str(str(time) + delim)
    try:
        file.write(w_time)
        file.write('\n')
        time += 1
        nbr_inputs = 0
    except ValueError:
        time = 20
        nbr_inputs = 0

```

### B.3 Pythonskript för att plotta informationen i en utvald fil

```
# -*- coding: utf-8 -*-
```

```
"""
```

Created on Thu Sep 10 20:05:05 2015

Plot\_data.py: Opens a specific, five column, csv text file and plots the content

@author: Patrik Frank

```
"""
```

```

import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
from matplotlib import style
from math import pow
import tkinter.filedialog as tkfile
from tkinter import *
import sys

current_vec = np.array([0,0,0,0,0,0,0])
voltage_vec = np.array([0,0,0,0,0,0,0])
freq_vec = np.array([0,0,0,0,0,0,0])
phase_vec = np.array([0,0,0,0,0,0,0])
time_vec = np.array([20,21,22,23,24,25,26,27,28,29,30])

style.use("ggplot")
voltage_divider = 0.0397

```



```

magnetic_field_conv = 1
digital_Rep = 0.0048828125 #5/1024
phase_Corr = 238
pulse_Delay = 1

def openFile(fname):
    global current_vec
    global voltage_vec
    global freq_vec
    global phase_vec
    global time_vec
    csv = np.genfromtxt (fname, delimiter=",")
    current_vec = csv[:,0]
    voltage_vec = csv[:,1]
    freq_vec = csv[:,2]
    phase_vec = csv[:,3]
    time_vec = csv[:,4]
    data_plot()

def data_plot():
    global current_vec
    global voltage_vec
    global freq_vec
    global phase_vec
    global time_vec
    current_vec = current_vec*0.0048828125/1
    voltage_vec = voltage_vec*0.0048828125/0.0397
    effect_vec = voltage_vec * current_vec
    phase_vec = phase_vec - phase_Corr - (pulse_Delay * (freq_vec / 16))
    freq_vec = 16 * pow(10,7) / freq_vec
    phase_vec = 360 * freq_vec * phase_vec * pow(10,-7)

def show_Figures():
    global current_vec
    global voltage_vec
    global freq_vec
    global phase_vec
    global time_vec

    graph1 = plt.figure()
    ax1 = graph1.add_subplot(111)
    ax1.axis([20, 200, 0, 10])
    plt.ylabel('Current')
    plt.xlabel('Time (ms)')
    ax1.plot(time_vec,current_vec)

```

```

graph2 = plt.figure()
ax2 = graph2.add_subplot(111)
ax2.axis([20, 200, 0, 100])
plt.ylabel('Voltage')
plt.xlabel('Time (ms)')
ax2.plot(time_vec,voltage_vec)

```

```

graph3 = plt.figure()
ax3 = graph3.add_subplot(111)
ax3.axis([20, 200, 0, 120000])
plt.ylabel('Frequency')
plt.xlabel('Time (ms)')
ax3.plot(time_vec,freq_vec)

```

```

graph4 = plt.figure()
ax4 = graph4.add_subplot(111)
ax4.axis([20, 200, 0, 90])
plt.ylabel('Phase Shift')
plt.xlabel('Time(ms)')
ax4.plot(time_vec,phase_vec)
plt.show()

```

while True:

    try:

```

        root = Tk()
        openFile(tkfile.askopenfilename(defaulttextextension = ".txt"))
        show_Figures()
        Print("Closing Program")
        root.destroy()

```

    except OSError:

```

        print("Path not found. Shutting down.")
        sys.exit()

```

## B.4 Pythonskript för beräkning av utspänning från rogowskispolen

```

from math import pow

```

```

f = int(input('What is the frequency(kHz)? '));
di = (2*pi*f*pow(10,3)*500);
print('di/dt = ', di, 'A/s');

```

```

A = pow(7.9 * pow(10,-3),2) * pi /4;
print(A, ' m^2.');
```

```

u0 = 4 * pi * pow(10, -7);
print('u0 = ', u0);

```

```
l = int(input('Length of the winding(mm)? '));  
l = l * pow(10,-3)  
print('l = ', l);  
  
N = int(input('How many turns on the coil? '));  
print('N = ', N);  
  
V = -((A * N * u0) / l) * di  
  
print(V);
```