

Adaptiv undervattenslyssning: Utveckling av digitalt hydrofonsystem med automatisk förstärkningskontroll



Albin Åkerström

Division of Industrial Electrical Engineering and Automation
Faculty of Engineering, Lund University

Adaptiv undervattenslyssning:

Utveckling av digitalt hydrofonsystem med automatisk förstärkningskontroll

Albin Åkerström



LUNDS
UNIVERSITET

Industrial Electrical Engineering and Automation
Lund University

Supervisor: Bernard Schmidt

Examiner: Ulf Jeppsson

12 augusti 2026

© Copyright Albin Åkerström

LTH vid Campus Helsingborg
Lunds universitet
Box 882
251 08 Helsingborg

LTH at Campus Helsingborg
Lund University
Box 882
SE-251 08 Helsingborg
Sweden

Tryckt i Sverige
Lunds universitet

Abstract

Hydrophones are utilized across a wide range of industries and are critical in underwater intelligence. This project aimed to design a hydrophone purpose-built for capturing low-frequency underwater audio. A key focus was the exploration of automatic gain control, particularly in combination with an exceptionally low cutoff frequency of 1 Hz.

The work combined literature studies, simulations, and empirical measurements on the custom hardware. The resulting design proved highly successful, delivering outstanding low-frequency performance. However, tests showed that the very low cutoff frequency constrained the gain adjustment time, and suitable strategies to overcome this limitation were identified and discussed.

Keywords: Digital signal processing, AGC, Hydrophone, Piezo ceramic sensor, PGA.

Sammanfattning

Hydrofoner används inom en rad olika industrier och är essentiella för informationsinsamling under vatten. Syftet med detta arbete var att designa och bygga en hydrofon speciellt framtagen för att fånga upp lågfrekvent undervattensljud. Ett huvudfokus var att undersöka automatisk förstärkningskontroll i kombination med den mycket låga gränsfrekvensen på 1 Hz.

Arbetet kombinerar litteraturstudier, simuleringar samt mätningar på den specialbyggda hårdvaran. Den resulterande designen bedöms ha mycket god kravuppfyllnad, med utmärkt prestanda även vid låga frekvenser. Ett problemområde som identifierats är dock att den låga gränsfrekvensen visade sig begränsa tiden för förstärkningsjustering. Potentiella lösningar diskuterades som intressanta områden för fortsatt forskning.

Nyckelord: Adaptiv signalbehandling, automatisk förstärkningskontroll, hydrofon, piezokeramisk sensor, PGA.

Förord

Denna kandidatuppsats utförs som det sista momentet i min högskoleingenjörsutbildning i elektroteknik vid LTH. Arbetet har en stor bredd där koncept, teorier och övriga lärdomar från ett brett urval av kurser som har lästs under åren har tillämpats. Från Lunds universitets sida vill jag rikta två särskilda tack till Bernard Schmidt, som visade stort engagemang i sin roll som handledare till projektet och har givit kommentarer som har höjt kvalitén på denna rapport, och till Ulf Jeppsson för den tid och expertis han medförde i sin granskning av denna rapport i rollen som examinerare.

Uppsatsen utgör även en fristående fortsättning på ett projekt jag genomförde under en tidigare projektkurs. Både denna undersökning och det tidigare projektet har utförts i samarbete med Saab, som jag vill tacka varmt för värdefull handledning och materialinköp.

Från Saabs sida vill jag rikta ett särskilt tack till Jacob Anjou, som genom hela processen har bidragit med såväl teknisk expertis som goda råd kring rapportens utformning. Ett stort tack riktas även till Erik Andersson för hans tekniska skarpsinne vid utveckling och felsökning av kretsen, samt till Nicholas Perman för den tid han lade på den slutgiltiga granskningen av designen inför beställning. Slutligen vill jag framföra mitt varmaste tack till Catarina Gripenhart, som välkomnande tog emot mig och gav mig möjligheten att genomföra detta projekt.

Innehåll

1	Introduktion	2
1.1	Bakgrund	2
1.2	Syfte	3
1.3	Målformulering	3
1.4	Problemformulering	3
1.5	Motivering av examensarbete	3
1.6	Avgränsningar	3
1.7	Metod	4
1.8	Användning av generativ AI	4
1.9	Tidigare projekt	5
2	Teknisk bakgrund	6
2.1	Piezokeramiska sensorer	6
2.2	Analog signalbehandling	6
2.3	Analog-digital-omvandling	8
2.4	Automatisk förstärkningskontroll	10
3	Metod	12
3.1	Flödesscheman	12
3.2	Litteraturstudie	12
3.3	Hårdvarudesign	13
3.4	Firmware STM32	14
3.5	Testningsmjukvara	14
3.6	Testutrustning	15
3.7	Testmetodik	15
4	Analys	18
4.1	Specifikationer	18
4.2	Topologi	18
4.3	Komponentval	18
4.4	Simuleringar	19
4.5	Kretskortsdesign	19

4.6	Firmware	19
4.7	Mjukvara	20
5	Resultat	21
5.1	Hårdvarudesign	21
5.2	Mjukvara	22
5.3	Frekvensrespons	23
5.4	Reglering AGC	28
6	Diskussion & Slutsats	32
6.1	Hårdvarudesignen, utmaningar och lösningar	32
6.2	Mjukvarudesignen	33
6.3	Frekvensrespons	33
6.4	Reglering AGC	34
6.5	Etiska ställningstagande	36
6.6	Slutsatser	36
6.7	Framtida utvecklingsmöjligheter	37
7	Bilagor	40
7.1	Kretsschema	40

Förkortningar

ADC Analog-digital omvandlare

AGC Automatisk förstärkningskontroll

PGA Programmable gain amplifier

MCU Micro controller unit

FFT Fast fourier transform

DMA Direct memory access

FIR Finite impulse response

RMS Root mean square

UART Universal Asynchronous Receiver-Transmitter

Introduktion

1.1 Bakgrund

Detta examensarbete utförs vid avdelningen för industriell elektroteknik och automation på LTH. Det utförs i samarbete med Saab, som beskriver sig som en global aktör med marknadsledande produkter inom civil säkerhet och militärt försvar [1]. Ett verksamhetsområde är underwatersystems, vilket fokuserar på undervattenslösningar.

Hydroakustik är relevant i många sektorer, exempelvis marinbiologi och militärt. I det sistnämnda kategoriseras det som Akustiska underrättelser (ACINT), vilket beskrivs som underrättelser grundade på information inhämtad från akustiska sensorer, både i luft och i vatten [2]. I vatten används passiv lyssning och/eller sonar och implementeras på olika sätt. Sonobuoys är en implementation. Dessa kan läggas ut från flygplan, helikoptrar eller båtar. Operativt fungerar de genom att en sensor skickas ner till ett inställt djup och skickar upp sina mätvärden till en buoy på ytan, som sedan för informationen vidare för behandling [3]. En annan vanlig typ är släppriggar, vilka är en uppsättning av sensorer som dras efter ett skepp/en ubåt och för över informationen till fartyget [4].

Sensorerna som nämns ovan benämns hydrofoner, vilka kan liknas vid mikrofoner, men är anpassade för att användas under vatten. Givarna är vanligen piezokeramiska, som fungerar genom att spänningssignaler skapas när trycket de utsätts för förändras. Dessa signaler har låg amplitud, vilket ställer krav på förstärkning. Även krav på filtrering finns för att bli av med havets ljud, exempelvis från undervattensströmmar. Därför är signalbehandling i form av förstärkning och filtrering central för att detektera och isolera lågfrekventa signaler. I marina miljöer färdas lågfrekvent ljud längst [5] vilket gör att ljud på dessa frekvenser är väl lämpade att lyssna efter.

På grund av denna omfattande signalbehandling har hydrofoner i stor utsträckning gått över till att bli digitala, det vill säga att signalerna vid sensorn konverteras från analogt till digitalt [6]. Fördelarna med dessa digitala signaler är att mer avancerad och lättare justerad signalbehandling kan implementeras. Dessutom är de mindre störningskänsliga och kräver enklare kablar i jämförelse med analoga hydrofoner.

En av många hydroakustiska utmaningar är miljöns variation i ljudnivå. Används statisk förstärkning, blir inställningen av denna en kompromiss. Är den för hög så klipper den vid starka ljudimpulser såsom sonaraktivitet eller explosioner. Om den är för låg så drunknar signaturer med en låg amplitud i enhetens brusgolv. För att hantera detta utan att öka datamängden och effektförbrukningen så krävs en adaptiv lösning som automatiskt anpassar förstärkningen efter aktuell ljudbild.

1.2 Syfte

Syftet med examensarbetet är att digitalisera och förbättra det dynamiska omfånget på en (av författaren) tidigare framställd prototyp av en hydrofon lämplig för att upptäcka lågfrekvent ljud. Förväntat resultat är att skapa en flexibel prototyp som lätt kan anpassas efter olika användningsområden, medan genererad datamängd hålls till en låg nivå. Dynamiskt omfång förväntas kunna förbättras genom att implementera Automatisk förstärkningskontroll (AGC).

1.3 Målformulering

Examensarbetet ämnar att undersöka implementeringen av en digital hydrofon med AGC. Med hjälp av simulering ska en lämplig krets utvecklas för att konvertera analogt till digitalt och automatiskt justera förstärkningen. En krets och mjukvara för en mikrokontroller ska utvecklas och tillsammans implementeras i en prototyp som ska efterlikna simuleringarna i största mån. Automatisk förstärkning ska utvecklas för att uppnå god signalintegritet samt snabb förstärkningsjustering innan digitalisering.

1.4 Problemformulering

1. Hur snabb reglering kan tillämpas?
2. Vilka designval bör göras för att möjliggöra mätning inom frekvensintervallet?
3. Vilken reglerstrategi är bäst lämpad för att styra den variabla förstärkningen?
4. Är en Programmable gain amplifier (PGA) lämpad för användning i en digital hydrofon?

1.5 Motivering av examensarbete

Examensarbetet behandlar en rad intressanta problem, från styrloopar till den variabla förstärkningen till att designa en prototyp med blandade analoga och digitala signaler. Omfånget av projektet utnyttjar kunskap från en rad olika kurser, samtidigt som spetskompetens inom bland annat kretsdesign och simuleringkunskaper utvecklas vidare. För företaget bidrar arbetet främst till att utvärdera nya metoder lämpliga vid långvarig operation i undervattensmiljö. För samhället bidrar arbetet dels direkt till diverse civila områden (marinbiologi, bevakning av automationssystem), men även via Saab till deras mål, “keeping people and society safe” [7].

1.6 Avgränsningar

I projektet ingår inte aktiv detektering, det vill säga aktiv sonar. Signalbehandling ska vara tillräcklig men kommer inte att optimeras fullt ut. AD-omvandling ska vara tillräcklig. Det digitala signalgränssnittet kommer inte att vara detsamma som det som hade implementerats i praktiken.

I föregående projekt skapades en analog hydrofonprototyp, som användes för att undersöka piezocylinderns lämplighet i en hydrofonarkitektur. I detta projekt används lärdomarna från det föregående projektet. Piezocylindern ansågs tillräcklig för att nå projektets målsättningar och kommer därmed inte testas vidare i detta projekt.

1.7 Metod

Projektet förväntas utföras med underlag från litteraturstudier, simuleringar och mätningar/tester av utvecklad prototyp.

1.8 Användning av generativ AI

Under arbetet med denna rapport har verktyg baserade på generativ AI använts som ett assisterande stöd. Grammarly användes i slutfasen för språkgranskning, i första hand som rättstavningsprogram men även för att förtydliga meningsbyggnader. Samtliga förslag från verktyget har granskats, justerats eller avvisats manuellt. Vidare har språkmodellen Gemini använts som ett interaktivt verktyg för felsökning, som stöd vid delar av kodimplementationen samt för att diskutera områden med förbättringspotential. Alla avgörande tekniska och redaktionella beslut har fattats självständigt av författaren, som bär det fulla ansvaret för rapportens innehåll och slutgiltiga utformning.

1.9 Tidigare projekt

Detta examensarbete utgör en fristående fortsättning på ett tidigare, opublicerat projektarbete [8]. I det föregående projektet genomfördes grundläggande tester och utvärderingar av olika typer av piezoelement för undervattensbruk.

1.9.1 Tillvägagångssätt

För att möjliggöra testning av ett flertal piezoelement designades initialt en enklare variant av förförstärkare. Efter en utvärdering av en större mängd element gjordes ett urval av två specifika komponenter, primärt baserat på deras linjäritet och frekvensrespons. Dessa två element gjöts därefter in i silikon. Silikonet valdes utifrån dess densitet och pH-neutrala härdning, detta för att ej skada elektroniken, samt för att minimera påverkan på elementets akustiska frekvensrespons.

1.9.2 Kravspecifikation

Ett urval av de krav, varav vissa var satta som frivilliga mål, i det tidigare projektet [8] listas nedan:

- Lika god upptagning i alla riktningar i planet.
- Bandbredd $1\text{ Hz} \rightarrow 5\text{ kHz}$.
- Linjärt frekvenssvar.
- Systemet ska fungera ingjutet och nedsänkt under vatten i minst 3 h.
- Utspänning från förförstärkaren $0 \rightarrow 3,3\text{ V}$.

1.9.3 Resultat och slutsatser från tidigare arbete

Testerna i det föregående projektet visade att elementet av typen piezocylinder var bäst lämpat för användning under vattenytan. Detta motiverades av en god linjäritet inom det testade frekvensintervallet, samt en jämn respons oberoende av riktning i planet. Piezodisken AB6505B användes som projektor i testuppställningen och utvärderades även som mottagande element, men dess frekvenssvar bedömdes vara för olinjärt. Själva silikoningjutningen visade sig ha en försumbar påverkan på frekvensresponsen och uppfyllde dessutom funktionskravet på att systemet skulle kunna verka under vatten i 3 h.

Kravet på en utspänning från förförstärkaren mellan $0 \rightarrow 3,3\text{ V}$ uppfylldes inte under det tidigare projektet. Bandbredd mellan 1 Hz och 5 kHz kravet bedömdes initialt vara uppfyllt när den tidigare rapporten skrevs. I efterhand har det dock konstaterats att frekvenssvaret mycket nära 1 Hz i själva verket dämpades, en detalj som då förbisågs på grund av andra mätartefakter relaterade till projektorns olinjäritet.

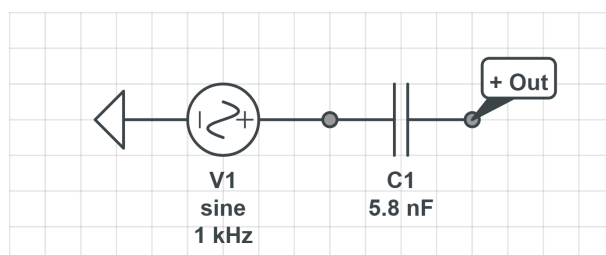
Teknisk bakgrund

2.1 Piezokeramiska sensorer

Piezelektricitet beskriver förmågan hos en kristallstruktur att inducera en spänning direkt korrelerad med det mekaniska tryck den utsätts för [9]. Även det motsatta fenomenet, att en spänning över en sådan kristall skapar ett mekaniskt tryck, håller sig sant och faller in under begreppet. Den mätbara eller utförbara rörelsen hos piezomaterial kan ske med frekvenser från under 1 Hz till över 1 MHz om man använder sig av rätt material och geometri.

Som beskrivs av [9], så även om det finns naturligt förekommande kristaller brukar vanligen syntetiska material användas. Syntetiska kristaller är vanligt förekommande i många applikationer, men för undervattensakustik brukar vanligen piezokeramiska givare användas, med så liknande piezo-beteende i alla riktningar som möjligt.

Geometri har en effekt som påverkar frekvensupptagning. Två vanligt förekommande geometrier i hydrofoner är cylindrar och diskar. Piezoelement kan modelleras som en spänningskälla i serie med en kondensator vars kapacitans beror på just geometri och materialval såsom illustreras i fig. 2.1.



Figur 2.1: Piezoelement: Ekvivalent krets

2.2 Analog signalbehandling

2.2.1 Belastningseffekter och impedansmatchning

Piezoelementet ställer höga krav på operationsförstärkaren och den efterföljande kretsdesignen. Mest påtagligt är kravet på en mycket hög ingångsresistans (en del av ingångsimpedansen) för att möjliggöra mätning av låga frekvenser. Ett piezoelement kan elektriskt modelleras som en spänningskälla i serie med

en kapacitans (fig. 2.1) vanligtvis i storleksordningen nF.

Eftersom reaktansen hos en kondensator ges av eq. (2.1) ökar impedansen kraftigt när frekvensen sjunker. Om förstärkarens ingångsresistans är för låg uppstår en belastningseffekt där signalen dämpas innan den hinna förstärkas. Hos äldre bipolära operationsförstärkare är ingångsresistansen ofta begränsad till storleksordningen M Ω [10]. Detta medför att när utspänningen spänningsdelas enligt eq. (2.2), blir utspänningen kraftigt dämpad vid låga frekvenser då X_{Piezo} är stor eq. (2.1). Moderna JFET-operationsförstärkare har en betydligt högre ingångsresistans, vilket illustreras av [11], som förekommer i storleksordningen T Ω .

$$X_{Piezo} = \frac{1}{j\omega C} \quad (2.1)$$

$$V_{out} = V_{source} \frac{R_{op}}{\sqrt{R_{op}^2 + X_{Piezo}^2}} \quad (2.2)$$

2.2.2 Biasspänning eller högpasfilter?

Den höga impedansen från piezoelementet försvårar även designen av biasspänningsnätverket. Detta då resistorn till referensspänningskällan och piezoelementets kapacitans tillsammans skapar ett högpasfilter med brytfrekvensen (f_c) eq. (2.3). Resultatet blir att om en låg brytfrekvens ska nås när C är litet, måste R vara mycket stor. Samtidigt blir kretsen mycket känslig för yttre påverkan, som fukt, vilket kan agera som en bättre ledare än R . För att undvika detta används därför ibland bootstrapping.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.3)$$

2.2.3 Impedansförstärkning med bootstrapping

Bootstrapping är en metod för att artificiellt höja ingångsresistansen till en krets utan att använda fysiska resistorer med höga värden se fig. 2.2. Detta fungerar då en spänningsföljarkrets har en förstärkning mycket nära ett. Om denna nod placeras i mitten av två resistorer, är ΔV över motståndet R_1 endast begränsad av hur bra spänningsföljaren följer spänningen, det vill säga A .

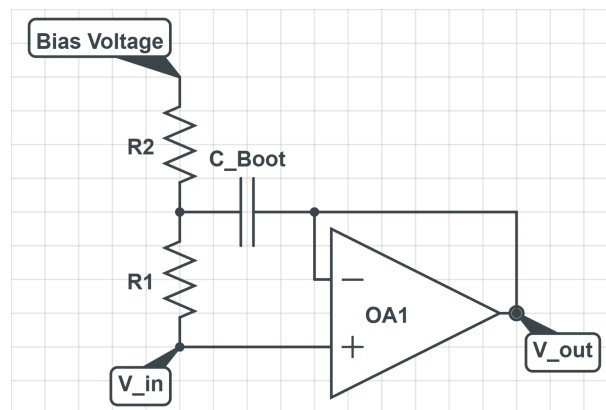
Låt V_{in} beteckna spänningen från piezoelementet och $V_{out} = A \times V_{in}$ vara spänningen ut från spänningsföljaren. Spänningsskillnaden över R_1 blir då:

$$\Delta V = V_{in} - V_{out} = V_{in} - A \times V_{in} = V_{in}(1 - A) \quad (2.4)$$

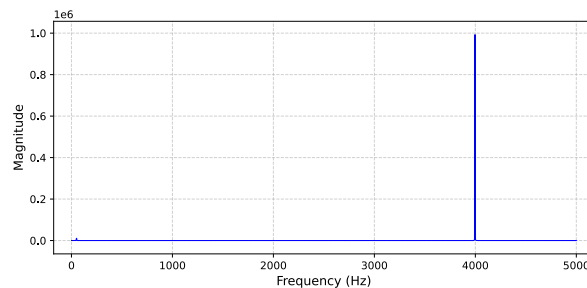
Den effektiva resistansen R_{eff} är kvoten mellan insignalens spänning och strömmen som faktiskt går genom motståndet $R_{eff} = V_{in}/I$ som i sin tur kan skrivas om på följande vis:

$$R_{eff} = \frac{V_{in}}{\frac{V_{in}(1-A)}{R_1}} = \frac{R_1}{1-A} \quad (2.5)$$

För att implementera detta i verkligheten används kondensatorn C_{Boot} i kopplingen från noden mellan resistorerna R_1 & R_2 till spänningsföljarens utgång. Kondensatorns roll är att koppla AC-delen av V_{out} till resistorerna, utan DC-komponenten. Kapacitansen på C_{boot} väljs så att impedansen är försumbar vid lägsta dimensionerade frekvens.



Figur 2.2: Exempel på hur biasspänningsnätverk med bootstrapping kan kopplas



Figur 2.3: En falsk ton (ingående signal 6 kHz, nyquistfrekvens 5 kHz)

2.3 Analog-digital-omvandling

En Analog-digital omvandlare (ADC) används för att omvandla tidskontinuerliga analoga signaler i både tid (sampling) och amplitud (kvantisering). De används när digital signalbehandling av analoga värden är önskvärt. Exempelvis används det för analoga värden från temperatursensorer eller, som i detta fall, då en ljudsignal från ett piezoelement önskas behandlas vidare digitalt.

2.3.1 Vikning

Nyquist-Shannon-samplingsteoremet säger att en signal måste samplas med åtminstone dubbla signalens egen högsta frekvens. Som [12] beskriver kan inte lägre samplingsfrekvenser än nyquistfrekvensen $f_s/2$ ursprungliga detaljer återskapas, utan att introducera vikning (aliasing). Vikning innebär att högre frekvenser viks ner i frekvensspektrat och blir omöjliga att frångilja från en lägre frekvens.

Ett sätt att minimera problemet (illustrerat i fig. 2.3), är att implementera ett antialiasingfilter (lågpassfilter). Dessa filter kan vara av en rad olika typer, med det enklaste exemplet är ett första ordningens lågpassfilter. Här kan en brytfrekvens f_c dimensioneras till nyquistfrekvensen enligt eq. (2.3) för att minska högfrekvent bidrag till signalen.

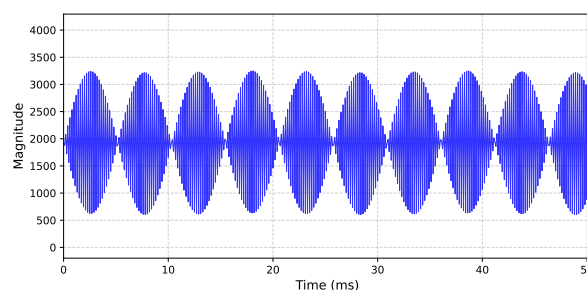
För att detta ska vara effektivt krävs dock att frekvenserna som riskerar att ge falska övertoner ska vara en eller helst ett par storleksordningar större än brytfrekvensen. Detta första ordningens RC-lågpassfilter har en dämpning på 20 dB per dekad, det vill säga, för en dämpning på 20 dB krävs en skillnad mellan signalerna på 10 gånger.

Närmare frekvenser måste dock också hanteras, då dessa är vanligt förekommande. Enligt [13] är en lösning på detta att sampla oftare, så kallad översampling. Detta beskrivs som att samplingen sker oftare än vad som krävs enligt Nyquists teorem och sedan filtreras bort. Denna filtrering delas upp i två olika metoder vilka kallas hårdvaru- och mjukvarubaserad översampling. Skillnaden mellan dessa typer av översampling är hur filtreringen fungerar. Vid hårdvarubaserad översampling används en separat processor för att filtrera ut värden från högre frekvenser. Den använder ofta enkla beräkningsmetoder som exempelvis att ta ett medelvärde från signalen [14]. Detta är effektivt för att filtrera brus på höga signaler och har ingen belastning på huvudkärnorna.

Men denna typ av medelvärde är inte tillräckligt effektiv för att filtrera bort allt frekvensinnehåll på frekvenser nära nyquistfrekvens. Här kan istället mjukvarubaserad översampling användas, där man samplar med en frekvens högre än den relevanta och sedan filterar värdena på valfritt sätt. Ett sådant sätt är ett Finite impulse response (FIR)-filter, där specifika värden kan räknas fram för att möjliggöra komplexa filterkurvor [15].

2.3.2 Visuella artefakter vid transientmätning

Även om Shannons samplingsteorem uppfylls, kan fortfarande artefakter uppkomma visuellt i en transient mätning. När vi samplar i närheten av två gånger per period fångas två punkter, men det kan ej garanteras att dessa träffar den högsta respektive lägsta punkten varje gång. Istället förskjuts samplingspunkterna gradvis. Detta skapar en interferens som leder till ett fenomen likt svävning, det vill säga att signalens amplitud ser ut att pulsera. Det garanteras dock att efter tillräckligt många cykler kommer alla punkter att träffas och således kan den ursprungliga insignalen återskapas.



Figur 2.4: Visuell amplitudvariation, insignal 4.9 kHz , samplingsfrekvens 10 kHz

2.3.3 Upplösning och dynamiskt omfång

Upplösningen på en ADC bestäms av antalet bitar (n), vilket definierar antalet nivåer (2^n) som den analoga signalen delas upp i. Högre antal bitar i exponenten innebär att ett större dynamiskt omfång (DR) kan uppnås. Här beskriver dynamiskt omfång skillnaden mellan den lägsta och den högsta mätbara amplituden vilken följer sambandet:

$$DR = 20 \log(2^n)(\text{dB}) \quad (2.6)$$

Vid en upplösning på $n = 12$ bitar nås ett dynamiskt omfång på cirka 72 dB. Omräknat innebär detta att värden från $1x$ till cirka $4000x$ kan representeras digitalt där x är det lägsta värdet som kan

representeras. Det som här benämns som dynamiskt omfång beskriver fönstret i vilket signaler kan läsas. Faktiskt dynamiskt omfång kan dock utökas genom att flytta signalen i fönstret genom att automatiskt justera förstärkningen, vilket benämns AGC.

2.4 Automatisk förstärkningskontroll

2.4.1 Analog & digital AGC

Automatisk förstärkningskontroll (AGC) innebär att förstärkningen på en analog signal automatiskt justeras så att signalen kan hållas inom ett utsatt intervall. Detta används vanligen i exempelvis mikrofoner för att inte höga ljud ska klippas och för att låga ljud ska befinna sig i ett bekvämt intervall. Samma princip gäller för andra typer av sensorer, men istället för att det ska vara bekvämt att höra så måste ADC:n kunna utläsa värdet.

Även om det allmänt är analoga signaler som regleras, så finns det vad som brukar kallas analog och digital AGC. Detta syftar alltså inte på signalens form, utan på hur signalen regleras, det vill säga avgörs det digitalt eller analogt om signalen ska förstärkas mer. Båda dessa metoder har för- och nackdelar. Analoga lösningar är snabba och relativt billiga att implementera. Men exakt förstärkning är svår att avgöra på en analog förstärkare, det vill säga, information om ursprungssignalen går förlorad. En digital implementation är långsammare men har fördelen i att reglerparametrar enkelt kan justeras i mjukvara och den kräver färre komponenter.

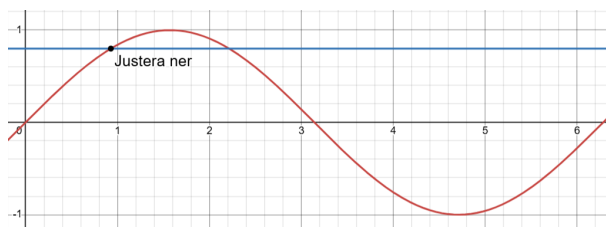
2.4.2 Programmable gain amplifier

Regleringen av signalamplituden uppnås, som nämnts, genom AGC, vilket är ett brett koncept som kan uppnås med flera typer av diskreta komponenter. En vanlig förekommande typ är PGA. Dessa brukar generellt sett ha diskreta förstärkningsnivåer, alltså ett fördefinierat antal förstärkningssteg. Dessa steg kan vara fördelade antingen linjärt eller i ungefärligt logaritmiska utföranden.

Att välja den linjära eller logaritmiska typen av PGA är ett centralt beslut som är betydelsefullt för det slutliga dynamiska omfånget av förstärkaren. När det kommer till ljud är generellt sett den logaritmiska typen att föredra, då man här får ett bredare intervall mellan den lägsta och den högsta nivån [16].

2.4.3 Regelbaserade reglerstrategier

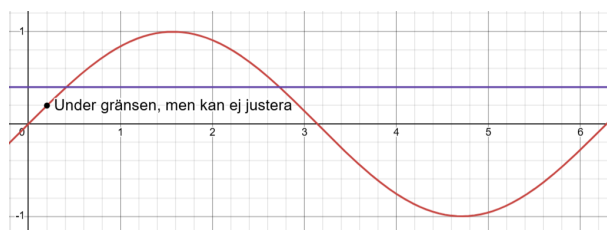
För att avgöra om förstärkningen ska bibehållas, ökas eller minskas finns ett antal olika strategier. Den generella implementeringen som beskrivs här går ut på att en övre och en undre gräns etableras.



Figur 2.5: Justeringsbeslut: justera ner, övre gräns korsad

När den övre gränsen nås kan förstärkningen direkt justeras neråt likt illustrerat i fig. 2.5.

Där den lägre gränsen nås kan inte förstärkningen direkt justeras neråt, vilket illustreras i fig. 2.6. Här är den godtyckligt valda punkten under gränsen, men förstärkningen kan ej justeras då den senare i sinusvågen överskrids. fig. 2.7 illustrerar vad som krävs för att kunna justera ner förstärkningen. Detta formuleras som att vi efter en halv period med säkerhet kan justera ner förstärkningen.



Figur 2.6: Justeringsbeslut: justera inte upp, under nedre gräns



Figur 2.7: Justeringsbeslut: justera upp, under nedre gräns tillräckligt länge

Peak

Ett sätt att räkna ut triggervärdet är så kallad envelope-detektion. Här beräknas under en period det högsta värdet som signalen har. Om detta värde är mellan den undre och den övre gränsen så justeras inte förstärkningen. Är detta värde under den lägre gränsen eller över den högre, så justeras förstärkningen.

Denna typ av justeringsvärde är mycket lätt och effektivt att räkna ut och ger en mycket snabb men aggressiv justering. Detta minimerar mängden data som klipps, men leder till att snabba transienter med hög amplitud leder till att lägre signaler drunknar i brusgolvet efter detta, tills förstärkningen justeras ner igen.

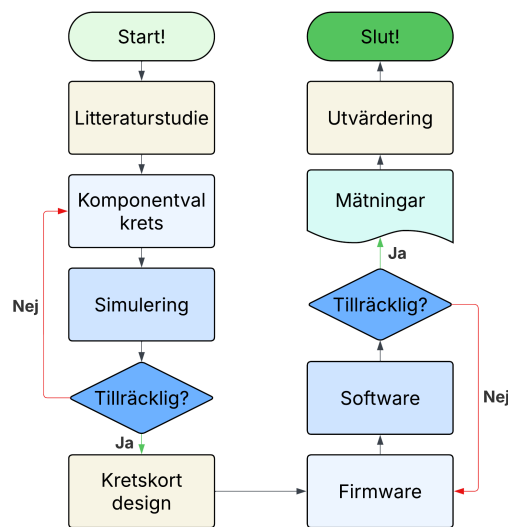
Root mean square

Om ett medelvärde på ett jämnt antal perioder av en sinusvåg beräknas blir detta 0, varför detta är olämpligt som direkt mätvärde. För att Root mean square (RMS) ska fungera krävs kvadrering och rotuträkning över ett rullande tidsfönster, vilket är relativt beräkningsintensivt för en enklare mikrokontroller. Eftersom en hydrofon behöver reagera i princip momentant på skarpa transienter (såsom explosioner eller sonar-ping) för att undvika klippning i ADC:n, är peak-detektion (envelope) ofta en mer lämplig och resurseffektiv metod för AGC-reglering i denna applikation.

3.1 Flödesscheman

3.1.1 Arbetsflöde

Här presenteras en förenklad bild över arbetsflödet från start till slut. Även om denna inte innehåller alla detaljer, skapades den för att ge en snabb överblick över vilka aspekter som projektet har omfattat.



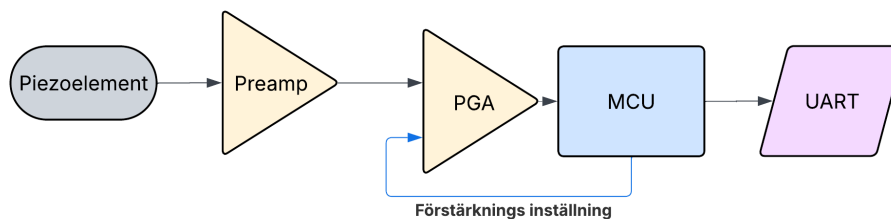
Figur 3.1: Flödesdiagram över projektet

3.1.2 Signalflöde

Här presenteras en generell bild av signalens flöde genom den färdiga prototypen.

3.2 Litteraturstudie

För att etablera en teoretisk bakgrund kring nyckelkoncepten utfördes en litteraturstudie, där ett särskilt fokus låg på följande tre områden: piezosensorer, högimpediva kretsar och reglerstrategier för system



Figur 3.2: Flödesdiagram för signalen genom prototypen

med diskret ingång. Dessa områden ansågs särskilt relevanta för att kunna fatta välgrundade beslut i arkitekturen av en välfungerande prototyp. Källorna som har använts kan delas in i tre kategorier:

1. Datablad och applikationsnoter: Dessa källor bedöms som mycket trovärdiga då de publiceras direkt av komponenttillverkarna och utgör de officiella specifikationerna som industrin förlitar sig på. En viss reservation bör göras för att applikationsnoter kan vara vinklade i syfte att sälja in tillverkarens egna lösningar, men de mätvärden och fysikaliska lagar som beskrivs är strikt objektiva.
2. Akademisk och teknisk litteratur: Här ingår de fackböcker och referensverk som använts i arbetet. Dessa källor bedöms ha en mycket hög trovärdighet då de är författade av experter, faktagranskade och allmänt accepterade som standardverk inom sina respektive fält (såsom signalbehandling, elektronikdesign och undervattensakustik).
3. Webbkällor: Här ingår exempelvis Saabs offentliga webbsida och plattformar som Navy Lookout. Dessa källor används primärt för att etablera en operativ kontext och bakgrund, inte för att styrka formler eller elektriska samband. Det är viktigt att understryka att exempelvis Saabs webbsida är partisk i den meningen att de beskriver sin egen verksamhet, men för syftet de fyller i denna rapport (att konkretisera problemformuleringen och applikationsområdet) är de högst relevanta.

3.3 Hårdvarudesign

3.3.1 Simulering

LTspice

För kretsmodelleringarna i utvecklingen av den analoga signalhanteringen användes programmet LTspice (tidigare kallat LT-Spice) [17]. Denna programvara valdes då den har ett stort bibliotek av SPICE-modeller redan implementerat. Tillgången till dessa möjliggör enkel simulering av icke-ideala parametrar, såsom förstärkningsfelet (gain error) och dess påverkan på resten av kretsen. Detta var kritiskt för att välja ut och på rätt sätt implementera komplicerade komponenter i systemet.

I LTspice utfördes simuleringar (när tillämpligt) i två lägen: transient och AC. De transienta simuleringarnas utvärden är spänning över tid. AC-simuleringarna konfigurerades så att de visade dämpning i decibel över frekvens.

Komponent modellering

I högsta möjliga grad användes komponenter där specifika icke-ideala SPICE-modeller fanns tillgängliga i LTspice. Dessa modeller kan förväntas stämma väl överens med de verkliga komponenterna. Dock krävs det att parasitiska komponenter från kretsen tas hänsyn till.

Piezoelementet är en komponent som inte är så pass standardiserad att SPICE-modeller kan hittas. För att modellera denna komponent implementerades ekvivalenta kretsen fig. 2.1 där en kondensator på 5.8 nF kopplades i serie med en AC-spänningskälla. AC-källan modellerar här piezoelementets utspänning som den genererar när den utsätts för tryck. Kondensatorn kommer från elementets inneboende kapacitans och hur elementet är uppbyggt.

3.3.2 Kretskortsdesign

Kretskortet designades i KiCad [18] med en utgångspunkt i etablerad designpraxis, främst för analoga signaler. Konkreta åtgärder som implementerades var bland annat ett kontinuerligt jordplan, strategisk placering av avkopplingskondensatorer nära aktiva komponenter, användandet av teardrops och avsaknaden av skarpa hörn på ledningsbanorna.

3.4 Firmware STM32

Firmwaren som körs på mikroprocessorn skrevs i C genom ST:s utvecklingsplattform CubeIDE. För att överföra den relativt stora mängden insamlad data används Universal Asynchronous Receiver-Transmitter (UART). För att minimera processorbelastningen vid överföringen tillämpas Direct memory access (DMA) för både analog-digital-sampling och UART-sändning. För att sedan överföra datan vidare tas datapaketet, vilka representerar ett ADC-värde, i block. Dessa block samlas sedan och formateras med en header där synkroniseringsdata finns.

UART-mottagning där en liten mängd data tas emot med låg frekvens använder sig av en interrupt-baserad lösning. Fördelar med en sådan interruptbaserad lösning är att processorcykler endast används då en interruptflagga höjs, det vill säga när datakommunikation inleds.

3.5 Testningsmjukvara

För att kunna dra nytta av projektets Micro controller unit (MCU):s UART-implementation så skrevs ett program för att kunna visualisera inkommande data över tid, utföra frekvensanalys och skicka styrande kommandon. Detta skrevs i Python och använde sig av existerande bibliotek för att skapa det grafiska användargränssnittet och för att hantera UART-kommunikationen från datorns sida.

Datasändningsmetoden över UART krävde åtanke kring hur datan skulle tas emot. För att mjukvaran inte ska halka efter vid avsaknad av bitar i sändningen användes en synkroniseringsheader i varje sändning. Python-programmet väntar på att se denna header och behandlar därefter datan binärt och plottar den i grafen. Även Fast fourier transform (FFT) implementerades för att möjliggöra verifikation av frekvensinnehållet i signalen. Detta var endast frågan om att använda inbyggd FFT-funktion i Python.

För att undvika att mätvärdena på datorn sveper fram över skärmen implementerades en mjukvarubaserad trigger. Likt ett oscilloskops trigger kan denna ställa in nivån där mätningar utlöses, vilket fungerar som en synkroniseringsfunktion för mätningarna, vilket leder till att svepande av signalerna undviks.

3.6 Testutrustning

3.6.1 Oscilloskop

I projektet användes ett oscilloskop av modellen *Siglent SDS824X HD*. Med en bandbredd på 200 MHz och en vertikal upplösning på 12 bitar är detta mer än tillräckligt för frekvens- och upplösningskraven för att kunna felsöka kretsen.

3.6.2 Signalgenerator

Som signalkälla in till kretsen användes en signalgenerator av modellen *HP 33120 A*. Särskilt viktiga egenskaper hos denna var förmågan att gå ner till låga frekvenser, vilket är relevant för hydrofoner. Den relativt låga minsta utspänningen på 50 mV ansågs även tillräcklig. Maxfrekvensen på 15 MHz var även mycket högre än vad som är relevant för undervattensljud.

3.7 Testmetodik

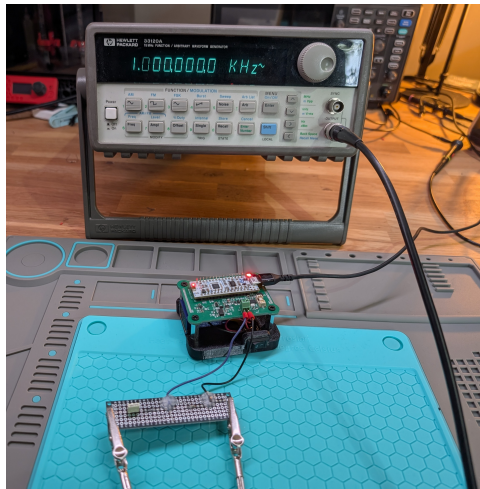
Två standardiserade testuppställningar utvecklades. Dessa uppställningar användes konsekvent för att i högsta möjliga mån säkerställa jämförbarhet mellan testerna som utfördes med respektive metod. Även simuleringen av den digitala tvillingsmodellen, diskuterad mer senare, användes för att samla in teoretiska data.

3.7.1 Simuleringar

Simuleringen i LTspice användes som en teoretisk bas bakom hårdvarudesignen, således presenteras även denna som en jämförelse mellan den teoretiska basen och de verkliga mätvärdena. Icke-ideala komponentmodeller används för att spegla verkligheten så gott som möjligt.

3.7.2 Ekvivalent testuppställning

I denna testuppställning användes den ekvivalenta kretsen som illustrerades i fig. 2.1 för att testa kretsen. I praktiken åstadkoms detta genom att signalgeneratoren, seriekopplad med en 5.8 nF kondensator, kopplades in till kretsens ingång, se fig. 3.3. Här kunde det med mycket hög säkerhet sägas att endast kretsen testades och även en god reproducerbarhet kunde garanteras. Detta gjorde denna testuppställning till den främst använda.



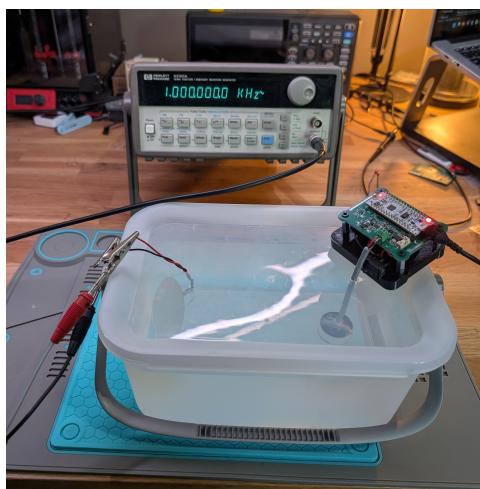
Figur 3.3: Ekvivalent uppställning uppkopplad som vid testning

3.7.3 Verklig testuppställning

För att bekräfta att kretsen faktiskt fungerar i verkligheten utvecklades även en verklighetsnära testuppställning som visas i fig. 3.4. Denna använder sig av en piezocylinder som vattensäkrats, som är placerad i en plasthink 13 cm ifrån en piezodisk som används som projektor, vilken är kopplad till signalgeneratoren. Specifikt användes piezo-disken AB6505B av fabrikatet PUI Audio. Specifierad resonans på denna är:

$$f_r = 520 \pm 300\text{Hz} [19] \quad (3.1)$$

Den verkliga uppställningen ger en bild av kretsens beteende i verkligheten, men är mycket beroende av positionering av piezoelementen, vilket minskar reproducerbarheten. Även svårigheter med att garantera att det är hydrofonens och inte projektorns respons som mäts måste tas hänsyn till. Sammantaget gör detta att den verkliga uppställningen ses som ett värdefullt komplement till den ekvivalenta testuppställningen, men med begränsningar som gör att den inte används för absoluta tester.



Figur 3.4: Verklig uppställning uppkopplad som vid testning

3.7.4 Analys av data

Fast Fourier Transform (FFT) är en matematisk algoritm som transformerar en signal från tidsdomänen (amplitud över tid) till frekvensdomänen (amplitud över frekvens). I mjukvaran används FFT för att separera den insamlade datan i dess underliggande frekvenskomponenter. Det är centralt för att studera frekvensrespons, vikning och oönskade störningar, exempelvis 50 Hz brus från elnätet.

Funktionen för att spela in frekvenssvep implementerades i mjukvaran för att skapa jämförbara data mot LTspice AC-simulering. Denna fungerar genom att mjukvaran vid varje punkt i Fourier-transformen sparar ner toppvärdet. En linje dras sedan från denna punkt vidare till nästa frekvens toppvärde. Svepet tillför värde genom att det ger en exakt uppfattning av hur linjär amplituden av mätningarna är över frekvenserna.

Beteckningarna som används i graferna är magnitud, relativ magnitud och volt. Här betecknar magnitud amplituden på värdena ut från analog-digital omvandlaren från $0 \rightarrow 4096$. Värdet här är alltså inte omvandlat till volt. För simuleringarna representeras värdet istället av utsignalen efter förstärkning i volt, då detta värde inte går igenom en ADC. Detta medför att den absoluta amplituden av ekvivalent och simulering inte kan jämföras då enheten på y-axeln inte är densamma. Relativa magnitudmätningarna är direkt jämförbara mellan de olika typerna av mätningar och betecknar hur mätningarna skiljer sig från baslinjen i decibel.

4.1 Specifikationer

För att på ett gott sätt kunna undersöka problemformuleringarna så analyseras här mer konkreta specifikationer som bedöms lämpliga.

- Mätbart frekvensintervall $1\text{ Hz} \rightarrow 5\text{ kHz}$.
- Jämnt frekvenssvar inom det mätbara frekvensintervallet.
- Reglering ska hålla reglerad signal inom AD-omvandlarens upplösningsfönster.

4.2 Topologi

I valet av digital- och analog AGC, blev den digitala topologin valet för detta projekt. Beslutet är en avvägning mellan de positiva och negativa effekterna av lösningarna, för som nämnts innebär det en något långsammare justering. Men i projektets tilltänkta applikation, att lyssna efter lågfrekventa vanligen relativt konstanta ljud, är detta inte ett stort problem. Däremot är möjligheten till snabb omkonfigurering i mjukvara en mycket stor fördel, som möjliggör reproducerbar testning av ett stort antal reglerparametrar. Även i faktisk implementering är detta en klar fördel då det möjliggör enkel omkonfigurering beroende på ändamålet för den specifika ljudmiljön.

4.3 Komponentval

När det kommer till komponentval så är det av stor vikt att allt fungerar både enskilt och tillsammans. Detta gäller både när det kommer till passiva och framför allt de aktiva komponenterna som är mer komplicerade. Vilken komponent som väljs ut först kan påverka resten av kretsen, både i komplexitet och i genomförbarhet. I detta fall valdes det att börja välja ut komponenterna i steg om vilka sektioner som vid snabb analys antogs vara svårast att utföra.

Således valdes först komponenter för högimpedans. Här blev den aktiva OP-förstärkaren en viktig del i hur spänningsnivåerna i kretsen dimensionerades. Denna var nämligen komponenten som krävde högst spänningsnivåer och således blev den komponenten som bestämde vilken den högsta spänningsnivån samt delvis vilken spänningskälla som valdes. Därefter valdes passiva komponenter kring denna komponent.

Denna metodik följdes på ett generellt sätt, där komponenterna valdes definitivt eller ungefärligt, i ordning efter hur viktiga de var.

4.4 Simuleringar

I utvecklingen upprättades en digital tvilling av designen, där en majoritet av kopplingarna replikerades. Detta gjordes för att minimera risken för tidsintensiv och kostsam omdesign och nybeställning av kretskort, samtidigt som vissa komponentvärden hade varit komplicerade att manuellt dimensionera. Nedan listas exempel på områden där ett särskilt fokus på simuleringar placerades.

4.4.1 Högimpediv frontend

Likt beskrivet i den tekniska bakgrunden ger låga frekvenser kombinerat med en mycket lågvärdig kapacitans från piezoelementet en högimpediv krets. För att hantera detta utfördes simuleringar främst med AC-svep för att avgöra om brytfrekvensen för dämpning var tillräckligt låg för att släppa igenom lägsta frekvensen som skulle kunna uppmätas. Här testades olika lösningar för att uppnå en tillräckligt hög impedans till virtuell jord i simulering. Exempelvis testades mycket stora resistorer upp mot 100 M Ω , vilket löste problemet. Men även verkligheten hölls i åtanke och så pass stora resistanser riskerar överkänslighet för fukt/orenheter på kretskortet. Således valdes bootstrapping, som beskrivits i teknisk bakgrund, för att artificiellt höja impedansen.

4.4.2 PGA omslagsbeteende

För att kunna svara på hur snabb reglering som är möjlig så användes simulering för att studera hur utvald PGA agerade vid snabb omställning av förstärkningen. Detta för att kunna avgöra om detta kan förväntas vara en begränsande faktor i responstiden som kan uppnås. Testet upprepades även i den verkliga kretsen när den var framställd.

4.5 Kretskortsdesign

Designvalen för kretskortet motiverades primärt av behovet att bevara signalintegritet i den extremt känsliga högimpediva frontenden. Ett kontinuerligt jordplan valdes för att minimera returströmmarnas loop area och därigenom minimera elektromagnetiska störningar. Detta var inte endast kritiskt för att inte störa annan utrustning, utan även för att kretsen inte skulle störa sig själv. Avkopplingskondensatorerna var kritiska för att säkerställa spänningsmatning till de olika operationsförstärkarna för att minimera högfrekvent brus. Vidare eliminerades skarpa hörn på ledningsbanorna för att undvika oönskade signalreflektioner, vilket tillsammans med teardrops gav en mer stabil impedansövergång.

4.6 Firmware

4.6.1 Databehandling

Analog-digitalomvandlaren konfigurerades så att den utlöstes av en timer, vilket möjliggjorde god precision i samplingsfrekvens oberoende av processorns huvudprocess. Systemet konfigurerades för att hålla en

samplingsfrekvens på 20 kHz. Datan passerar sedan ett FIR-filter, där den filtreras till en signal med en bandbredd på 5 kHz. Detta steg är vad som benämns som mjukvaruöversampling. Som beskrivet i den tekniska bakgrunden packas denna data sedan i block om 1024 mätvärden. Varje enskilt mätvärde utgörs av 16 bitar.

Hårdvaruöversampling användes som ett element i kedjan för att möjliggöra god signalintegritet. Här användes en översampling med en multipel på 16 gånger, det vill säga med en frekvens på 320 kHz.

4.6.2 Reglerstrategi

Valet av reglerstrategi för AGC:n formades av två huvudsakliga förutsättningar: att PGA:n styrs via diskreta förstärkningssteg och att den operativa miljön under vatten är högst oförutsägbar. Vanliga regleringssystem som PID (proportional, integral and derivative) är designade för kontinuerliga processer. Att ändå applicera PID trots diskreta justeringssteg riskerar att introducera så kallat "chatter" (snabba oscillationer mellan olika nivåer) när signalen ligger runt ett tröskelvärde.

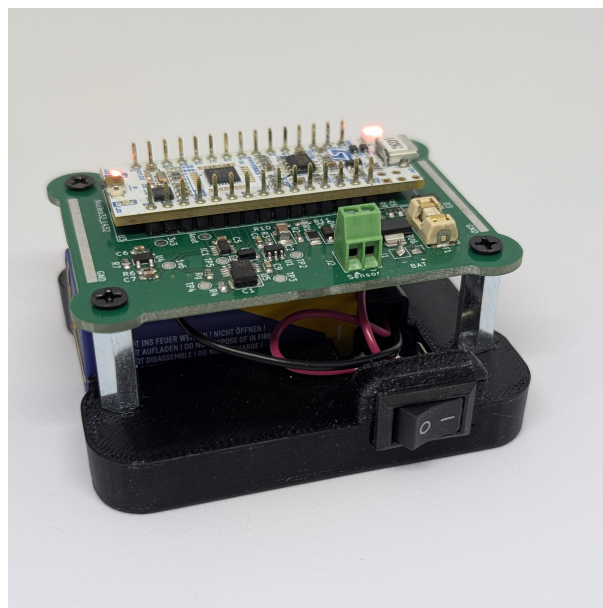
Även den mer avancerade metoden MPC (Model Predictive Control) valdes bort. MPC förlitar sig på att kunna göra antaganden om framtida tillstånd baserat på en modell av miljön. Eftersom ljudbilden under vatten ofta består av oberäknliga transienter går det inte att skapa en tillförlitlig och prediktiv modell. Därför bedömdes en regelbaserad logik med fasta övre och undre gränser kombinerad med envelope detection vara en robust strategi. Denna metod garanterar snabba nedjusteringar för att skydda ADC:n från klippning vid plötsliga ljudspikar.

4.7 Mjukvara

Utvecklingen av datormjukvaran sågs som en relativt viktig del av projektet, även om det inte är en i sig central del. Detta, då en mjukvara med rätt funktioner, avsevärt underlättar felsökning och analys. Detta ställde krav på en relativt funktionsrik mjukvara. Men för att reducera komplexiteten blev således grunden att bygga mjukvaran mycket modulär, där extra implementeringssteg för nya funktioner reducerades i högsta tänkbara mån. Ett exempel på ett sådant fall är kommandolinjen, där istället för att i Python implementera en lista eller knappar för kommandon, så kan vilka kommandon som helst skickas över UART-anslutningen, och det är upp till mikrokontrollern att tolka och implementera dessa funktioner. Nackdelen med detta är att kommandon måste memoreras av användaren, men för en felsökningsprogramvara ses detta som en fullt acceptabel kompromiss.

5.1 Hårdvarudesign

5.1.1 Verklig hårdvara



Figur 5.1: Slutlig hårdvaruprototyp

Den slutliga prototypens hårdvara (presenterad i fig. 5.1) använder sig av ett 9 V-batteri som strömkälla, och allt monterades i en 3D-utskrivna plattform. En strömknapp implementerades för att stänga av enheten utan att ta bort 9 V-batteriet.

Mjukvaran som utvecklades, visas i fig. 5.3 och här syns en rad distinkta element. Två visualiseringsskärmar visas, där den översta "Live Oscilloscope" illustrerar transienten av den mätta signalen. Den nedre ytan "Frequency spectrum (FFT)" visar Fourier-transformen av signalen.

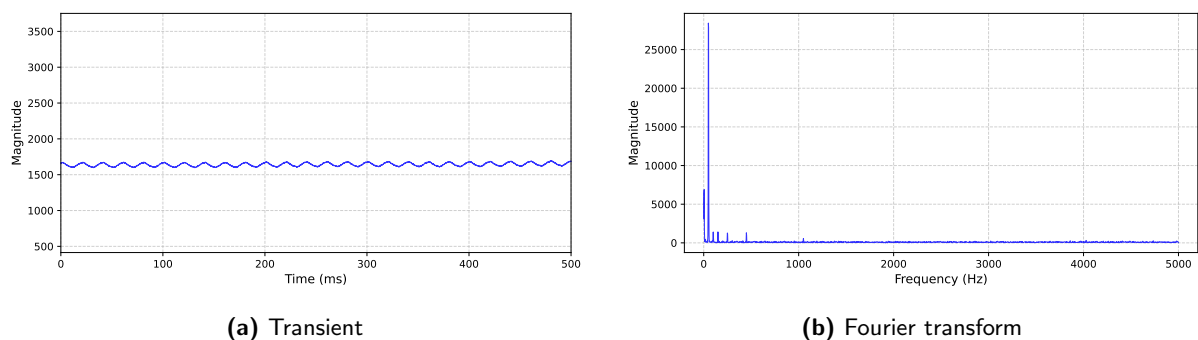
Mellan visualiseringarna syns två sliders (trigger level och X-Axis). Den förstnämnda är en mjukvarubaserad trigger som agerar som en vanlig trigger på ett oscilloskop. Senare nämnda slider representerar hur många punkter som grafen plottar vid inställningen.

Längst ner syns kommandolinjen där kommandon som skickas till mikrokontrollern kan skrivas in. Knappen AGC Freeze möjliggör att pausa mätningen med en delay (som justeras i slidern) senare. Record sweep används med signalgeneratoren i svepläge för att sammanställa en graf avseende linjäritet över hela frekvensspektrat.

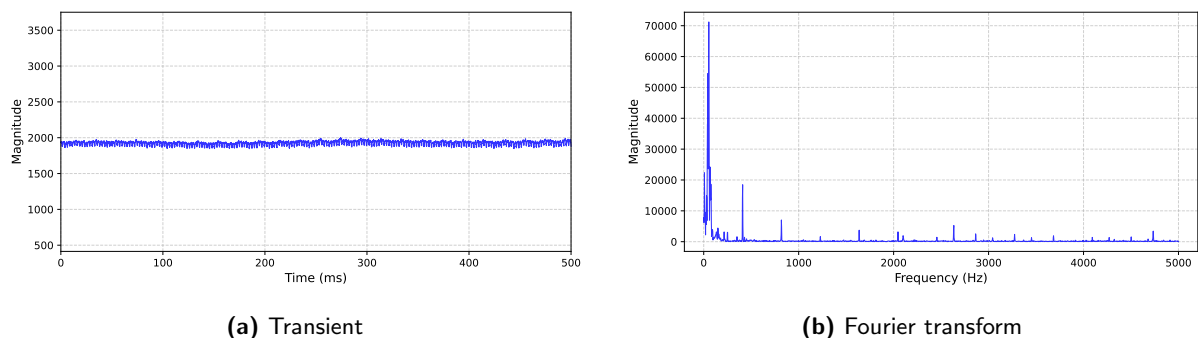
5.3 Frekvensrespons

5.3.1 Brusgolv

För att kunna avgöra om uppmätta värden är en del av signalen, brus introducerat av testupställningen eller från externa källor gjordes en mätning av de olika mätupställningarnas brusgolv i aktuell testmiljö. I både fig. 5.4 och i fig. 5.5 uppmäts brus, främst med en frekvens på 50 Hz. På den verkliga uppställningen uppmäts dock ett bredare brus med relativt höga toner, även på andra frekvenser än 50 Hz.



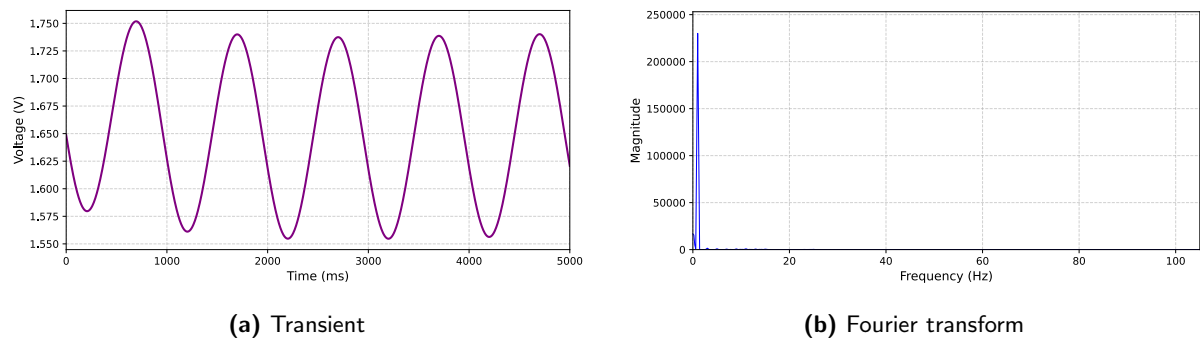
Figur 5.4: Ekvivalent uppställning utan insignal, 500 gånger förstärkning



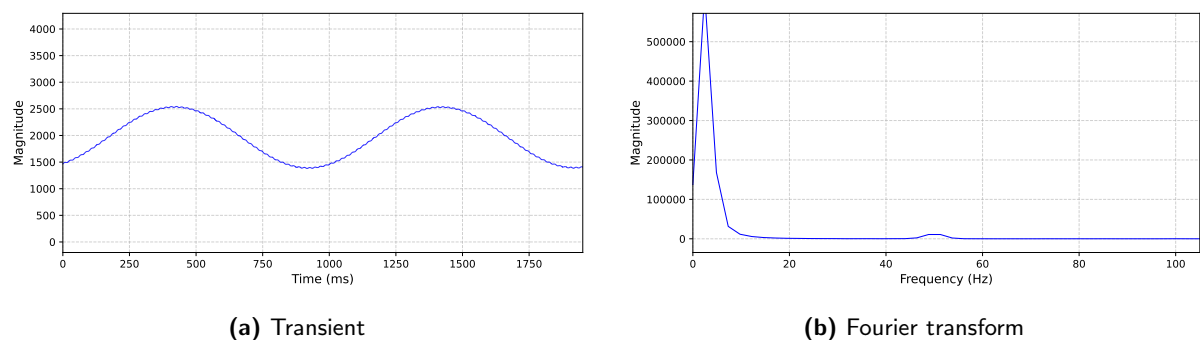
Figur 5.5: Verklig uppställning utan insignal, 500 gånger förstärkning

5.3.2 Lågfrekvent respons

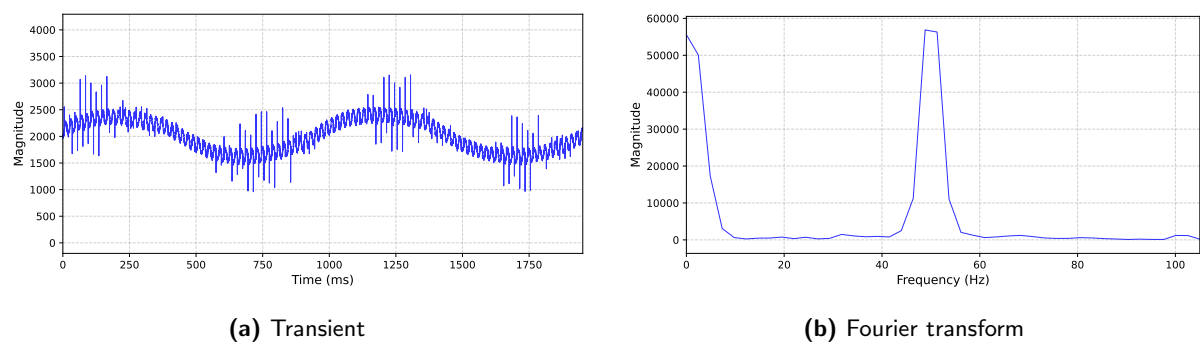
Test av den lågfrekventa responsen utfördes vid 1 Hz i både simulering, ekvivalent- och verklig uppställning. Mätvärden från simulering visade i fig. 5.6 och från den ekvivalenta uppställningen i fig. 5.7 samlades in med förstärkningen satt konstant till 2 gånger, och signalamplituden till $100 \text{ mV}_{\text{pp}}$. Vid mätningar på den verkliga uppställningen presenterade i fig. 5.8 användes en förstärkning på 100 gånger.



Figur 5.6: Simulering vid 1 Hz, $100 \text{ mV}_{\text{pp}}$, 2 gånger förstärkning



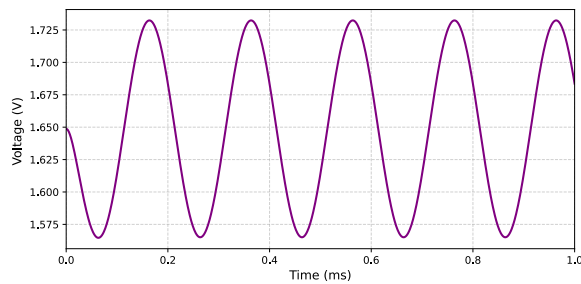
Figur 5.7: Ekvivalent vid 1 Hz, $100 \text{ mV}_{\text{pp}}$, 2 gånger förstärkning



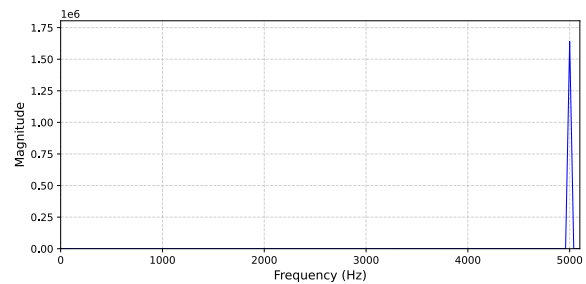
Figur 5.8: Verklig vid 1 Hz, 10 V_{pp} till projektor, 100 gånger förstärkning

5.3.3 Högfrekvent respons

Test av den högfrekventa responsen utfördes vid 5 kHz i både simulering, ekvivalent- och verklig uppställning. För värdena från simuleringen som presenteras i fig. 5.9 och från den ekvivalenta uppställningen som visas i fig. 5.10 var förstärkningen satt konstant till 2 gånger, och signalamplituden till 100 mV_{pp}. I insamlingen av mätvärden från den verkliga uppställningen presenterade i fig. 5.11 användes en förstärkning på 100 gånger.

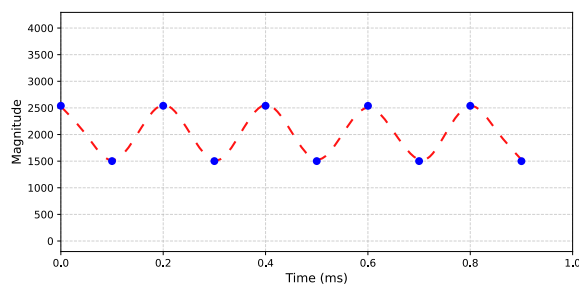


(a) Transient

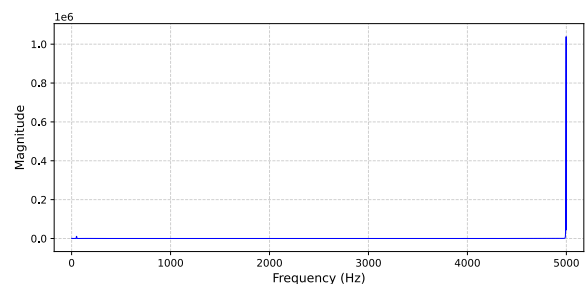


(b) Fourier transform

Figur 5.9: Simulering vid 5 kHz, 100 mV_{pp}, 2 gånger förstärkning

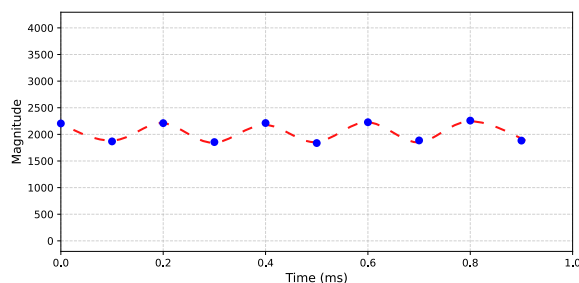


(a) Transient (blått samples, rött sinusapprox.)

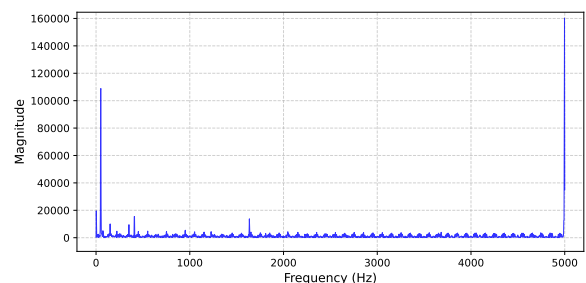


(b) Fourier transform

Figur 5.10: Ekvivalent vid 5 kHz, 100 mV_{pp}, 2 gånger förstärkning



(a) Transient (blått samples, rött sinusapprox.)

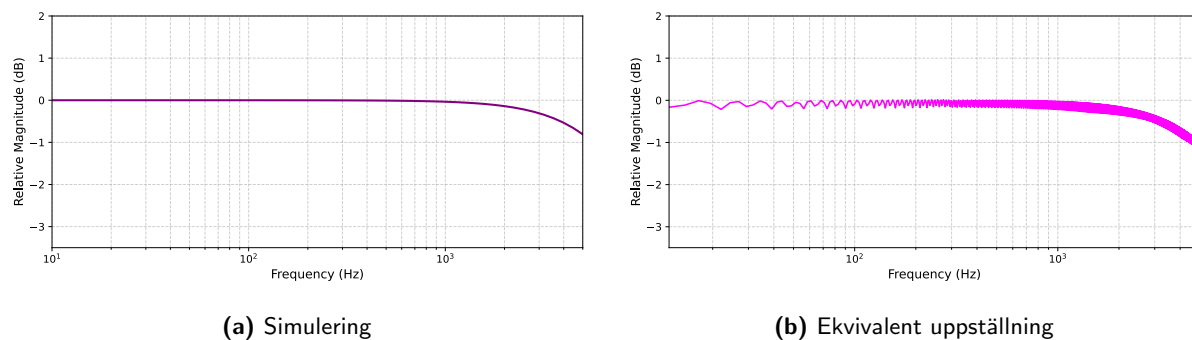


(b) Fourier transform

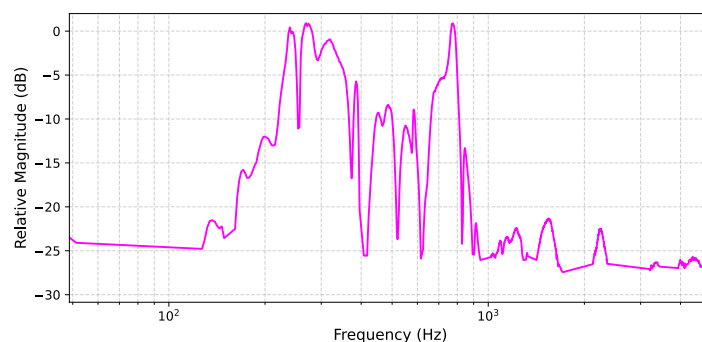
Figur 5.11: Verklig vid 5 kHz, 10 V_{pp} till projektorn, 100 gånger förstärkning

5.3.4 Frekvens svep

Frekvenssvep i fig. 5.12 utfördes med en amplitud på $100\text{ mV}_{\text{pp}}$. I fig. 5.12b och fig. 5.13 användes signal generatoren med svepintervallet 1 Hz till 5 kHz och en sveptid på 240 s.



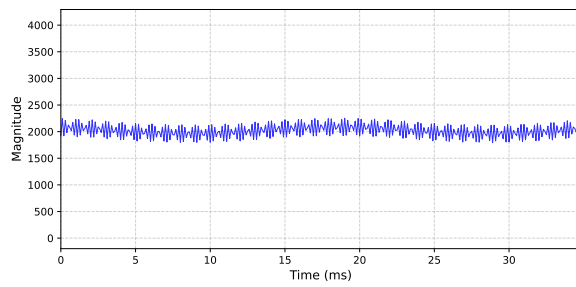
Figur 5.12: Frekvenssvep 1 Hz $\rightarrow$ 5 kHz $100\text{ mV}_{\text{pp}}$



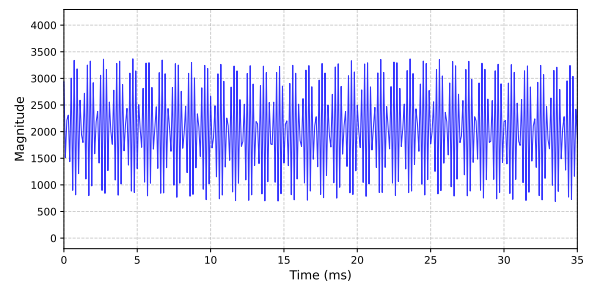
Figur 5.13: Frekvenssvep 1 Hz $\rightarrow$ 5 kHz, verklig uppställning

5.3.5 Vikning

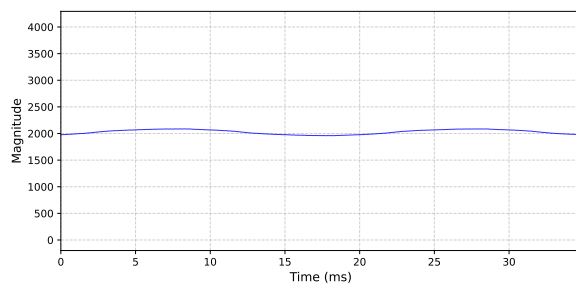
För att studera viking hos kretsen används endast den ekvivalenta kretsen. Detta då simuleringen ej tar hänsyn till samplingsfrekvens och AD-omvandling och den verkliga uppställningen introducerar icke-idealiteter som försvårar analysen av resultaten. Presenterat är den implementerade lösningen, som använder sig av ett digitalt FIR-filter, hårdvaruöversampling och ett lågpasfilter, kontra samma resultat med FIR-filtret avstängt. I fig. 5.14 syns att FIR-filtret dämpar signalen kraftigt vid 5.5 kHz och i fig. 5.15 syns att det nästan är fullständigt dämpat vid 6 kHz. Vid frekvenser över samplingsfrekvensen på 20 kHz ser mätningarna med och utan FIR-filtret ut som illustrerat i fig. 5.16. I fig. 5.17 visas även en Fourier-transform under den aktuella brytfrekvensen. Noterbart är att det är extra brus som uppkommer runt insignalens frekvens.



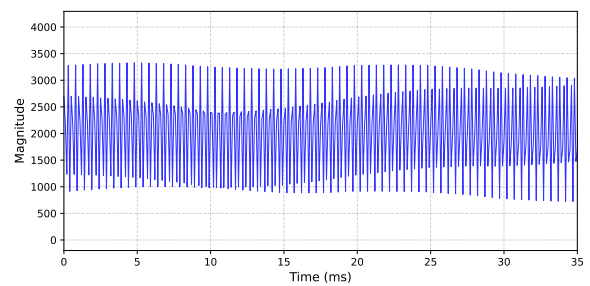
(a) Med FIR filter



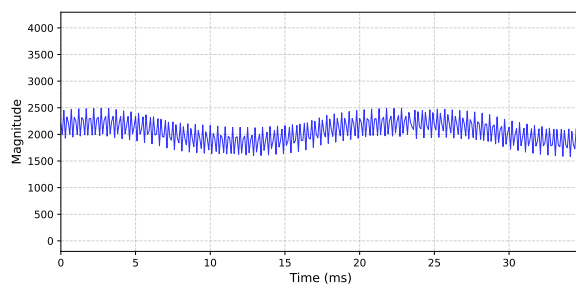
(b) Utan FIR filter

Figur 5.14: Vikningstest vid 5.5 kHz, av transient

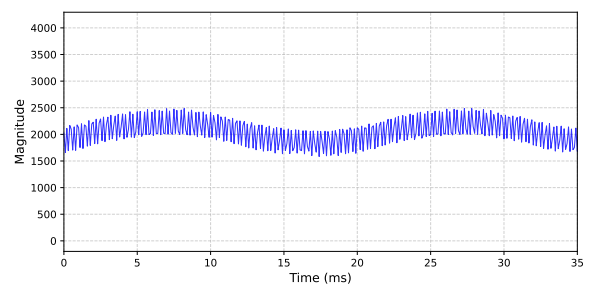
(a) Med FIR filter



(b) Utan FIR filter

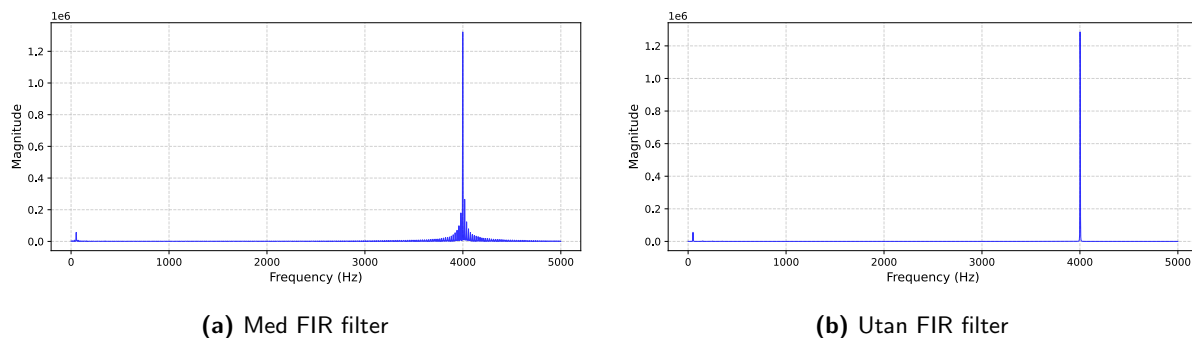
Figur 5.15: Vikningstest vid 6 kHz, av transient

(a) Med FIR filter



(b) Utan FIR filter

Figur 5.16: Vikningstest vid 36 kHz, av transient



Figur 5.17: 4 kHz (under brytfrekvens) fouriertransform

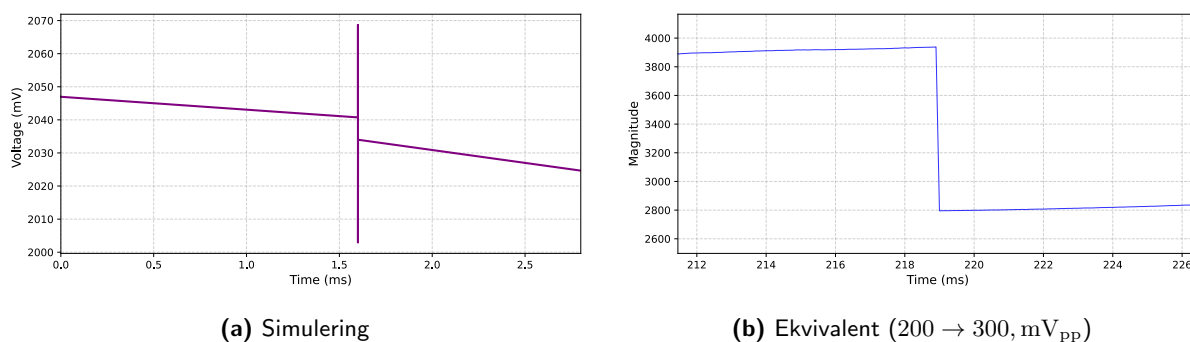
5.4 Reglering AGC

För att analysera den automatiska förstärkningskontrollen undersöktes först omslagsögonblicket vid både en lågfrekvent och en högfrekvent insignal. Den höga frekvensen valdes till 1 kHz kontra den specificerade högsta frekvensen 5 kHz för att undvika amplitudvariationer till följd av visuella artefakter (likt svävning). Testerna utfördes med simulering och ekvivalent uppställning. Den verkliga uppställningen valdes bort för att renodla observationen av själva förstärkningsförändringen.

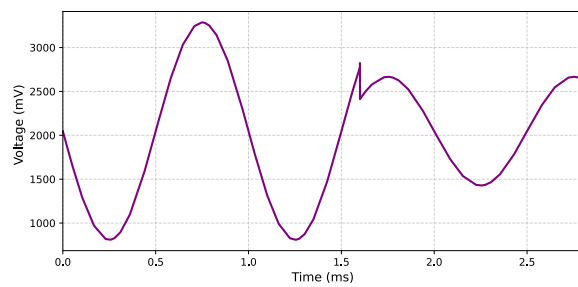
5.4.1 Omslagsartefakter

Förstärkningsomslag både uppåt och neråt studerades då både stig- och falltid hos kretsens PGA ville mätas. Från fig. 5.18b mätes en omslagstid neråt på under 1 ms utan överslag neråt eller uppåt. I fig. 5.18a mätes omslagstid till under 1 ms och överslag noterades både uppåt och nedåt. I fig. 5.19b noterades en falltid på ca 2 ms kontra fig. 5.19a med ett överslag på under 0.1 ms, men med överslag uppåt och neråt.

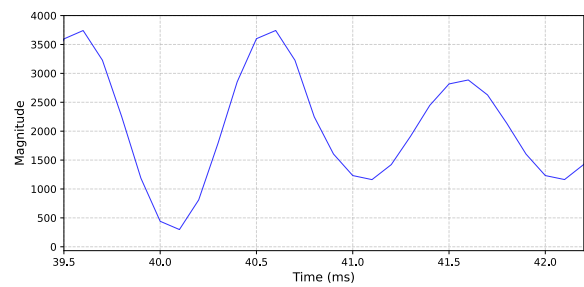
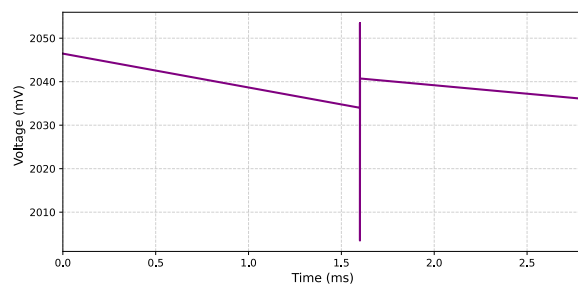
För omslag uppåt noterades omslag uppåt och neråt i fig. 5.20 och en omslagstid under 0.1 ms. I fig. 5.20b noterades en omslagstid på ca 0.1 ms utan överslag. Slutligen noterades inget överslag i fig. 2.7, med en omslags tid uppåt i simuleringen under 1 ms respektive ca 0.1 ms för den ekvivalenta.



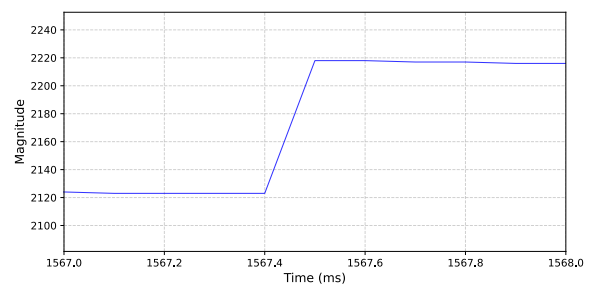
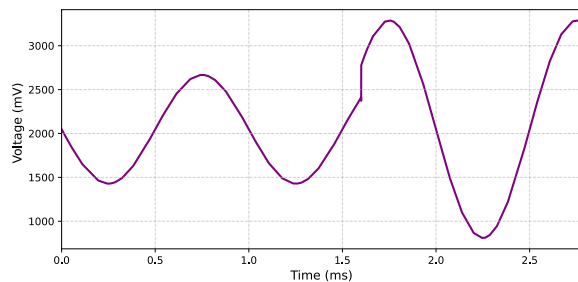
Figur 5.18: Omslag nedåt, 1 Hz



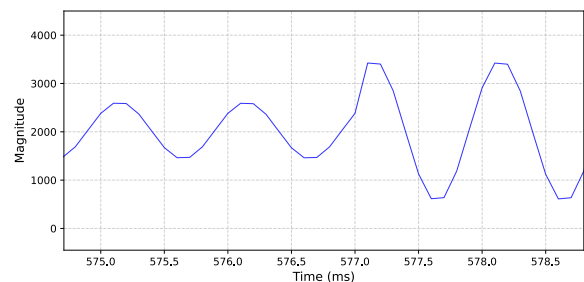
(a) Simulering

(b) Ekvivalent ($100 \rightarrow 200, mV_{pp}$)**Figur 5.19:** Omslag nedåt, 1 kHz

(a) Simulering

(b) Ekvivalent ($200 \rightarrow 100, mV_{pp}$)**Figur 5.20:** Omslag uppåt, 1 Hz

(a) Simulering

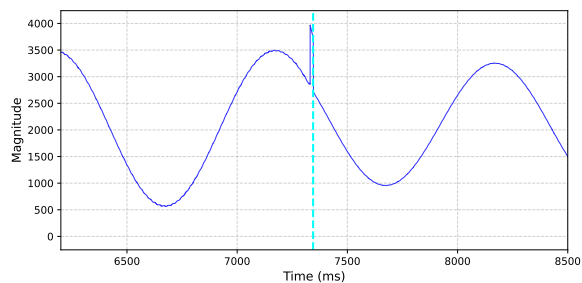
(b) Ekvivalent ($200 \rightarrow 100, mV_{pp}$)**Figur 5.21:** Omslag uppåt, 1 kHz

5.4.2 Reglering nedåt

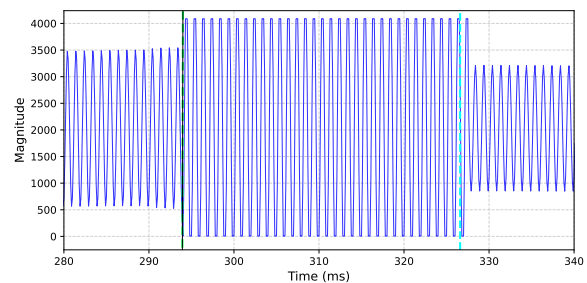
För reglering nedåt uppmättes en beslutstid på ca 30 ms, illustrerad i fig. 5.22b som avståndet mellan grön och cyanfärgad streckad linje. Här visar den gröna linjen ögonblicket då insignalen förändrats och den cyanfärgade linjen ögonblicket då beslut om justering tas av mikrokontrollern. Efter att beslutet har fattats är tiden till uppfyllt målvärde ca 1 ms.

Två steg nedåt testas genom att hoppet mellan spänning före och efter justering är så pass stort att ett stegs förstärkningsförändring ej räcker för att uppnå gränsen. I fig. 5.23 syns det att värdet klipper

även efter första justeringen, så en andra justering krävs. Tiden från omslag till första justeringen mäts till ca 30 ms och tiden mellan de två justeringarna till drygt 200 ms.

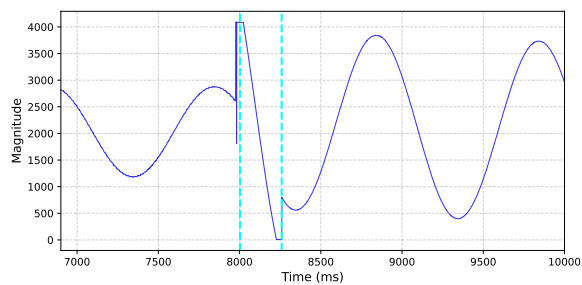


(a) Lågfrekvent (1 Hz)

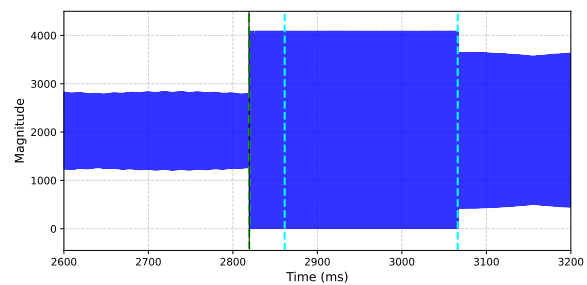


(b) Högfrekvent (1 kHz)

Figur 5.22: Reglering ett steg nedåt, inspänning omslag från 100 → 200mV_{pp}



(a) Lågfrekvent (1 Hz)



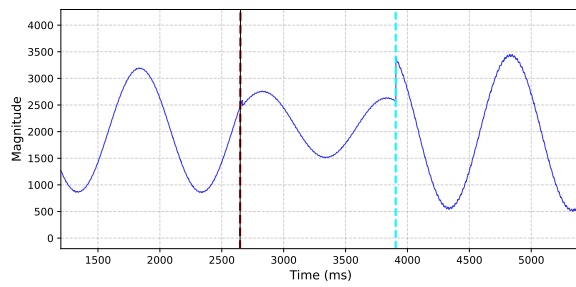
(b) Högfrekvent (1 kHz)

Figur 5.23: Reglering två steg nedåt, inspänning omslag från 55 → 550mV_{pp}

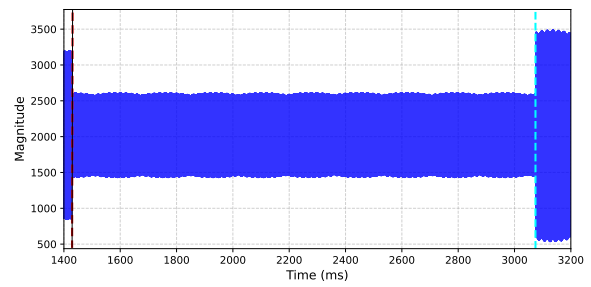
5.4.3 Reglering uppåt

Vid reglering ett steg uppåt presenterad i fig. 5.24 uppmättes tiden från att insignalen ändras nedåt (röd linje) till beslut (cyan linje) till cirka 1600 ms. Denna tid noteras vara densamma vid både lågfrekvent och högfrekvent insignal. Efter detta tycks justeringen nedåt vara i princip momentan.

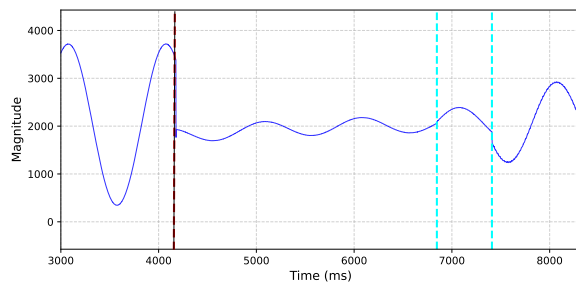
När två justeringar testas i fig. 5.25 mäts den första tiden till cirka 2700 ms, och därefter mäts tiden till den andra justeringen till cirka 500 ms.



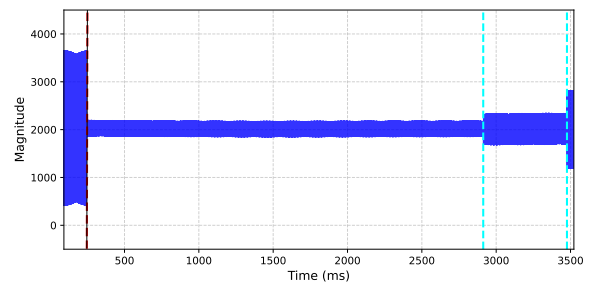
(a) Lågfrekvent (1 Hz)



(b) Högfrekvent (1 kHz)

Figur 5.24: Reglering ett steg uppåt, inspänning omslag från 200 $\rightarrow$ 100mV_{pp}

(a) Lågfrekvent (1 Hz)



(b) Högfrekvent (1 kHz)

Figur 5.25: Reglering två steg uppåt, inspänning omslag från 550 $\rightarrow$ 55mV_{pp}

Diskussion & Slutsats

I detta kapitel diskuteras resultaten som tidigare presenterats. Först presenteras hårdvarudesignten och de lösningar som implementerats för att uppnå mätningar inom utsatta frekvenser. Här bedöms bootstrappingstrategin som används för att kunna mäta låga frekvenser fungera bra. Sedan diskuteras PGA:n och hur denna inte introducerar artefakter vid omslag och inte heller begränsar justeringstiden nämnvärt.

Regleringsstrategin som har tillämpats diskuteras vidare. Här diskuteras även de olika aspekterna som begränsar regleringens hastighet i olika scenarier. Vid låga frekvenser konstateras fördröjningen uppåt vara den i särklass längsta fördröjningen som introducerats.

6.1 Hårdvarudesignten, utmaningar och lösningar

Projektets egenutvecklade hårdvara sågs som både en möjlighet och en risk. En möjlighet att skapa en plattform som var lämpad för att testa de frågeställningar som ställts. Samtidigt medför det risk relaterad till hårdvarukostnader och ledtider, särskilt av specialtillverkade kretskort. För att övriga delar av projektet skulle hinna utvecklas krävdes det att hårdvaran fungerade från början. Risken för icke-fungerande hårdvara minimerades genom simulering och designutvärderingar av flera personer. Riskminimering gjordes även i form av att moduler och färdiga paketeringar användes där detta inte medförde funktionsmässiga kompromisser. Några områden definierades som särskilt troliga för problem.

Ett sådant potentiellt problemområde var den högimpediva noden som skapas för att kunna hantera låga frekvenser. Som illustrerat i teknisk bakgrund (eq. (2.5)) användes här så kallad bootstrapping, där signalen från ingångssteget kopplas tillbaka för att skapa en artificiellt hög impedans utan allt för höga resistorvärden. Denna metod fungerade likt illustrerat i fig. 5.7 och fig. 5.12b mycket bra. Ingen påtaglig dämpning noterades vid de lägsta frekvenserna med högst impedans, vilket noterades i simulering utan bootstrapping. Detta tycks alltså vara en välimplementerad lösning.

Den designpraxis som har följts har tidigare behandlats i texten. Detta är inget som direkt har märkts i testandet av prototypen vilket är precis vad som förväntas av en krets som på ett gott sätt har designats efter designpraxis. Inga problem relaterade till brist på efterlevnad av bästa designpraxis har noterats.

Simuleringsmodellen som utgjorde den digitala tvillingen till den verkliga hårdvaran visade sig representera den verkliga modellen mycket väl. Detta påvisas främst i fig. 5.12 där frekvensresponsen stämmer mycket väl mellan den ekvivalenta och den simulerade modellen, vilka teoretiskt sett bör vara exakt desamma.

Lågpasfilter förbisågs i designen av kretskortet, vilket resulterade i att detta placerades på ett dotterkort som även designades som anslutningsgränssnitt. Fördelaktligen hade detta kunnat placeras i huvudkretskortet i en andra version av prototypen. Beslutet att ha det på dotterkortet innebär även att högpasfiltret inte är anslutet vid verklig testning, vilket bedömdes som acceptabelt, då den verkliga miljön ändå hade diverse andra icke-idealiteter.

6.2 Mjukvarudesignen

Mjukvaran utvecklades som ett sätt att kunna utvärdera produkten och är inte mjukvaran som skulle ha använts vid praktisk implementering. Men mjukvaran blev i sitt sluteskede ett mycket kraftfullt verktyg för utvärdering av prototypen och för dataexport. Metoden i framtagandet av funktioner utvecklades utifrån att först implementera de mest fundamentala funktionerna som krävdes. Sedan byggdes allt eftersom nya funktioner till för att kunna utföra specifika tester.

Detta påbyggande underlättades avsevärt av hur modulärt systemet byggdes. Det tydligaste exemplet på detta var när en reglering skedde och en triggerfunktion skulle läggas till. Detta var nämligen lätt gjort tack vare att varje datablock hade konstruerats med en header som ursprungligen endast användes för synkronisering. Men denna hade extra reserverade bitar och en av dessa blev en flagga för när ett förstärkningsbeslut har tagits.

6.3 Frekvensrespons

6.3.1 Brusgolv

Brusgolvet av både den ekvivalenta och den verkliga uppställningen mättes upp för att bilda perspektiv över egenbrus i de båda uppställningarna. Vid båda uppställningarna var den dominerande störfrekvensen 50 Hz (fig. 5.4 och fig. 5.5). Denna typ av störning kommer troligen från elnätet, möjligen kan den högimpediva noden kapacitivt koppla störningar från omgivningen. Andra möjligheter är att störningarna är ledningsburna genom anslutningssladden till datorn. Detta bedöms dock mindre troligt då störningarna varierar mellan den verkliga och den ekvivalenta uppställningen.

I den verkliga uppställningen (fig. 5.5) noteras även en rad övriga störfrekvenser. Dessa kan troligen bero på inkopplingen av piezoelementet som mycket effektivt fångar upp ljud och vibrationer från exempelvis fläktar, eller på grund av att lågpasfiltret saknas i denna uppställning. En annan tänkbar anledning/delanledning är att de övriga frekvenserna är övertoner från 50 Hz störningen. Oavsett anledningen bakom dessa störningar indikerar mätningarna att störningarna har dämpats till en tillräcklig nivå.

6.3.2 Låg- och högfrekvent respons

I jämförelse mellan den simulerade och den ekvivalenta lågfrekventa responsen (fig. 5.6 jämfört med 5.7) uppnåddes en mycket god överensstämmelse med en tydlig upptagning även i verkligheten. Däremot fångar den verkliga uppställningen fig. 5.8 upp påtagligt mycket mer 50 Hz-brus. Nivån på detta brus är även högre än brusgolvet som mäts i samma uppställning. Således bedöms det troligt att 50 Hz-bruset fångas upp och överförs av projektorn som skickar ut signalen som hydrofonen mäter. Trots dessa icke-idealiteter

kan det verkliga testet användas för att dra slutsatsen att det lågfrekventa målet uppnås. Detta då trots störningar så fångas fortfarande en förhållandevis stark 1 Hz våg upp.

Vid mätningarna på nyquistfrekvensen 5 kHz (fig. 5.10a) visualiseras samplingspunkterna med prickar. Utifrån detta har en sinusapproximation gjorts mellan prickarna. Sinusapproximationen visualiserad i fig. 5.10a stämmer väl överens med den simulerade kurvan i fig. 5.9a. Här ser fourier-transformerna snarlika ut. Alltså stämmer den ekvivalenta uppställningen och simuleringen här bra överens. Den verkliga mätningens sinusapproximation är mycket lik motsvarande mätning gjord på den ekvivalenta uppställningen. Här noteras dock en rad störningar i Fourier-transformen som inte stämmer överens med den ekvivalenta. Dessa kan tänkas bero på högre frekventa ljud, exempelvis laptopfläkt, eller bero på vikning av högfrekventa störningar.

6.3.3 Frekvenssvep

I frekvensresponsen mellan 1 Hz och 5 kHz uppnåddes en god linjäritet illustrerad i fig. 5.12b. Den olinjäritet som syns närmare den övre gränsen kommer från att brytfrekvensen på lågpasfiltret är definierat av den punkt där -3 dB nås, alltså inte var den börjar dämpa. Då brytfrekvensen sattes till 5 kHz är detta beteende förväntat.

Frekvenssvepet på den verkliga uppställningen stämmer mycket dåligt överens med den ekvivalenta och den simulerade frekvensresponsen. Detta beror troligen på den olinjära frekvensresponsen som piezo-disen som använts som projektor (högtalare under vatten) uppvisar. Denna disk har dock en resonansfrekvens, vilket påverkar linjäritet eq. (3.1). Olinjäriteten uppfattas även med en hörbar skillnad i ljudnivå under frekvensstestet. För att med säkerhet kunna dra slutsatsen att detta är fallet hade en signalkälla med en känd frekvensrespons behövt användas även i undervattenstesterna. Denna perfekta signalkälla illustreras istället genom de ekvivalenta testerna.

6.3.4 Vikning

För att undvika vikning testades olika metoder. Den första metoden var att endast implementera ett första ordningens lågpasfilter, vilket inte gav önskad effekt. Detta hade varit fallet även med ett högre ordningens filter då dämpningen från filtret direkt motarbetas av AGC:n. Även hårdvarubaserad översampling testades, vilket uppnådde en dämpning vid högre frekvenser, men visade sig ej påverka frekvenser som var lite högre än nyquistfrekvensen. Härefter testades ett FIR-filter (digitalt högpasfilter), vilket konfigurerades för att reducera aliasing mellan 5 och 20 kHz. Detta medför dock nackdelen att vissa artefakter skapas vid mätningar under nyquistfrekvensen. Dessa är dock inte tillräckligt dominerande för att underminera lösningens potential. En lösning som ej har implementerats är att öka den högsta frekvensen till ett värde där naturligt förekommande högre frekvenser är mindre troliga. Detta hade dock medfört en högre energiförbrukning och krav på mer bandbredd. Teoretiskt sett är det dock inget som begränsar den existerande prototypen från att använda sig av högre frekvenser.

6.4 Reglering AGC

Implementationen av projektets variabla förstärkning fungerar generellt som förväntat. I resultatsdelen fokuserar mätningarna på att avgöra fördröjningar vid förstärkningsförändringar och omslagsbeteenden.

Fördröjningarna kan med fördel delas in i två kategorier: beslutstiden (tid mellan amplitudförändring och beslut om förändring) och förändringstiden (tid från beslut till förändrad amplitud).

6.4.1 Förändring

Förändringstiden kan även delas in i flera olika delar. Förstås finns fördröjningar på mikrokontroller-sidan i form av kodexekverings- och omslags-tid av I/O-portarna. Men även omslagstiden hos förstärkaren, det vill säga omslagstiden hos kretsens PGA. Det sistnämnda kunde ses både i simulering och i det verkliga beteendet hos kretsen vid omslag vid låga och höga frekvenser, presenterat i fig. 5.18-5.21. Här mäts omslagstiden, både nedåt och uppåt upp till ca 0,2 ms i verkligheten, kontra en till synes momentan förändring i simuleringen. Totala omslagstiden i fig. 5.22b tycks vara ca 1 ms, det vill säga, fördröjningar på mikrokontrollerns sida kan antas vara runt 0.8 ms.

I simuleringarna sågs ett signifikant överslag både uppåt och nedåt vid förstärkningsförändringar som inte återfinns i mätningarna. Denna skillnad mellan uppmätt värde och simulering innebär att omslagsöverslaget har en högre frekvens än de 5 kHz som kretsen samplar med och filtreras bort. Detta innebär alltså att denna spik inte medför några artefakter inom det frekvensspektrumet som uppmäts utan att detta filtreras bort. Vid stora förändringar av signalamplituden noteras en mer långvarig förskjutning av amplituden nedåt, alltså inte en enskild spik. Ursprunget bakom denna förskjutning är något oklar, den kan tänkas bero på seriekapacitansen i noden mellan den högimpediva frontenden och PGA:n. Men förskjutningen är så pass liten, att även om den orsakats av PGA:n (vilket bedöms osannolikt), är inte detta en begränsande faktor.

6.4.2 Beslut

Beslutstiden definieras som den tid det tar från dess att insignalen förändras till dess att beslut om förändrad förstärkning tas. Denna tid kan delas in i olika typer av fördröjningar. En av dessa är blockfördröjningen som återfinns i alla typer av regleringar som tillämpats. Denna är en direkt konsekvens av beslutet att behandla datan blockvis, för att möjliggöra den överföringshastighet över UART som krävs. Resultatet av detta blir en fördröjning på max 51.2 ms likt det presenterade i eq. (6.1).

$$T_{block} = \frac{F_{sampling}}{Block\ storlek} = \frac{40000}{2048} = 51,2\text{ms} \quad (6.1)$$

Utöver denna universala fördröjning finns det även fördröjningar som endast finns i vissa fall. Vid flera justeringar uppåt eller nedåt finns en sådan fördröjning, nämligen en blankningstid, där programmet väntar ett visst antal block till förändring sker. Exempelvis vid justering nedåt så används en blank tid på 4 block, det vill säga 204.8 ms. Vid förändring uppåt finns även ytterligare en fördröjning i form av fördröjningen som förhindrar att värdet förändras i den avtagande delen av en lågfrekvent våg.

6.4.3 Justering nedåt

Vid reglering ett steg nedåt uppskattas fördröjningar som stämmer överens med uträknad förändringstid ovan, där det tycks ta någon millisekund från beslut till justerat värde i fig. 5.22b. Utöver detta återfinns en beslutstid på cirka 30 ms, vilket stämmer väl överens med den blockfördröjningen på max 51.2 ms som beräknades i eq. (6.1). Vid två steg nedåt återfinns först en fördröjning likt den på ett steg men även en

andra fördröjning på cirka 200 ms, vilket stämmer perfekt överens med den teoretiska blankningstiden på 204.8 ms.

Inget noterbart överslag vid justering av uppmätning och inte heller några övriga omslagsartefakter. Reglering nedåt presterar alltså mycket bra med fördröjningar som är rimliga utifrån de avvägningar som har gjorts i designen.

6.4.4 Justering uppåt

Regleringen uppåt, som beskrivet i den tekniska bakgrunden, är av tvång längre än regleringen nedåt. Här är den totala tiden för ett steg uppåt ca 1.6 s (fig. 5.24b) jämfört med ca 2 s (fig. 5.25b) vid justering två steg uppåt. Differensen här emellan kan troligen förklaras av de initialt lägre värdena vid det signifikanta omslaget som resulterar i att omslaget dröjer en extra cykel.

Fördröjningen i regleringen anses vara inom rimliga gränser baserat på det lågfrekventa målet som jobbades mot. Skulle gränsen för lägsta frekvens höjas något, hade även den längsta justeringstiden minskat med samma antal gånger. Detta är även en stor styrka hos prototypen som utvecklats: alla frekvensgränser mellan 1 Hz och 20 kHz är möjliga med endast justeringar av firmware och eventuellt en ändring av komponentvärden i lågpassfiltret.

6.5 Etiska ställningstagande

Etiska ställningstaganden i detta projekt kan delas in i komponenter som följer relevanta regelverk och samhällsnytta både civilt och militärt.

Som en del av arbetets metod för att införskaffa komponenter som följer relevanta regelverk användes en välkänd distributör som transparent redovisar information. Till exempel redovisas här tydligt miljömässiga standarder som följs. Detta ger trovärdighet i att de redovisade följer standarder som exempelvis ROHS faktiskt följs. Komponenter valdes även från välrenommerade företag, vilket ytterligare säkerställer att komponenterna efterföljer relevanta regelverk.

Projektet bidrar även till samhället i flera led. I första ledet bidrar det till säkra samhällen direkt genom Saab. I andra ledet bidrar projektet genom de lätt omkonfigurerbara parametrarna som kan användas i många sektorer. Exempelvis kan prototypen vara lämplig för bevakning av industriell utrustning under vatten, vilket kan tänkas bidra till en ökad livslängd för utrustningen. Även för marinbiologi kan teknologin tänkas ytterligare förbättra möjligheter att undersöka marint liv.

6.6 Slutsatser

I detta avsnitt besvaras de fyra frågeställningar som formulerades i rapportens inledning.

1. Hur snabb reglering kan tillämpas?

Den långsammaste regleringen som uppmättes var 2 s vid förstärkningsjustering uppåt, en tid som ofrånkomligen begränsas av den lägsta frekvensen som mjukvaran är dimensionerad för. Betydligt snabbare reglering kan uppnås i andra fall; exempelvis uppmättes en regleringstid på ca 30 ms vid förstärkningsjustering nedåt.

2. Vilka designval bör göras för att möjliggöra mätning inom frekvensintervallet?

För att möjliggöra mätning över hela frekvensintervallet visade det sig att de lägsta frekvenserna ställde högst krav på hårdvaran, medan de höga frekvenserna begränsades av mjukvaran. För de låga frekvenserna måste kretsens ingångssteg ha en hög impedans. För att uppnå detta användes bootstrapping, vilket fungerade mycket väl, även om andra topologier också är möjliga. Mjukvarumässigt var de höga frekvenserna svårare att hantera då de ställde högre krav på minneshantering. Här visade sig användningen av DMA vara ett effektivt sätt att minska belastningen på processorn.

3. Vilken reglerstrategi är bäst lämpad för att styra den variabla förstärkningen?

En enkel, regelbaserad styrning visade sig vara en mycket lämplig lösning. Mer komplicerade reglermetoder uteslöts på grund av att reglersystemet opererar i diskreta steg, samt att den dynamiska signalmiljön de används i är mycket svår att modellera exakt.

4. Är en PGA lämpad för användning i en digital hydrofon?

Ja. Ett snabbt omslag kombinerat med avsaknad av artefakter i det aktuella frekvensintervallet gör en PGA mycket väl lämpad för användning i en adaptiv digital hydrofon.

6.7 Framtida utvecklingsmöjligheter

Vid slutförandet av projektet har de ursprungliga frågorna besvarats. Vissa förbättringar av datavisualisering och vidare studier inom relaterade områden diskuteras nedan.

Datavisualiseringsmässigt hade representationen av Fourier-transformen med decibel på y-axeln varit att föredra. Detta hade bidragit till en tydligare bild av frekvensinnehåll med en amplitud mindre än den högsta punkten. Då detta framkom först senare i projektet, togs beslutet att inte retroaktivt justera detta.

För att ytterligare bepröva den nuvarande prototypen hade verkliga tester i en kontrollerad labbmiljö och med en känd signalkälla varit av stort intresse. Detta hade främst bidragit till bilden av hur starkt frekvenssvar piezo-cylindern (som används som givare) har.

För att ta steget från prototyp till en faktiskt användbar produkt skulle även vidare miniatyrisering av kretsen ha behövts. Det största steget i detta hade varit att gå ifrån den nuvarande mikrokontrollermodulen till en egendesignad onboard-lösning. Även vattentätning av kretskortet för verkan under vattenytan hade krävts.

En av de begränsningar som finns i prototypens nuvarande implementering är att vid höga frekvenser är blankningstiden för justering uppåt onödigt lång, eftersom den ska fungera vid låga frekvenser också. För att undvika att de låga frekvenserna blir avgörande för justeringstiden vid höga frekvenser hade Fourier-transformen kunnat implementeras. Detta hade kunnat åstadkommas genom att mikrokontrollern kör FFT och baserat på den dominanta frekvensen avgör vilken avaktningstid som krävs för justering. En praktisk implementation av detta hade varit mycket intressant.

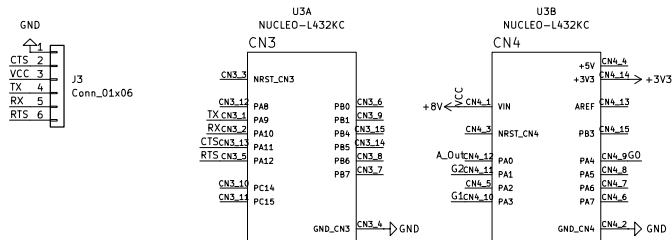
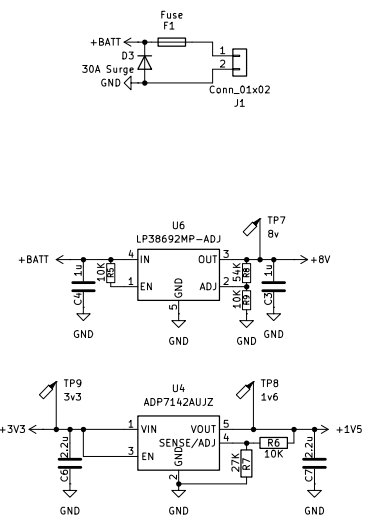
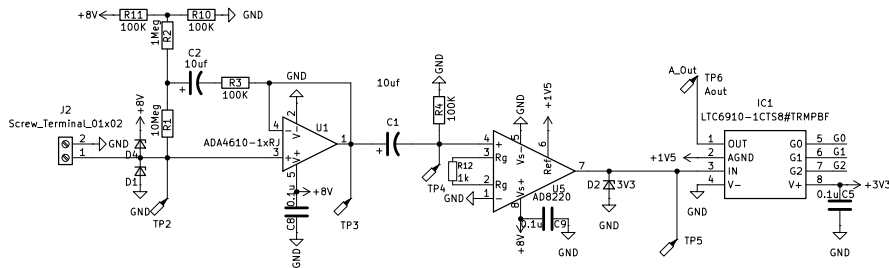
Litteratur

- [1] Saab AB. “About.” Our business, hämtad 22 maj 2026. URL: <https://www.saab.com/about/our-business>.
- [2] Försvarsmakten, “Reglemente Underrättelsetjänst,” *Försvarsmakten*, årg. 18, nr 4, s. 56, 2022. URL: https://www.forsvarsmakten.se/siteassets/2-om-forsvarsmakten/dokument/reglementen/r_und_2022.pdf?codeDoctorInit=true.
- [3] W. L. Gelatka, “The Design and Development of a U.S. Navy Sonobuoy Optical Remote Function Select System,” Theses and Dissertations, Paper 8, Master of Science Thesis, Lehigh University, 1991. URL: <https://files01.core.ac.uk/download/pdf/228645656.pdf>.
- [4] Navy Lookout. “The evolution of towed array sonar and its growing role in anti-submarine warfare.” Technical Briefing, Independent Royal Navy news and analysis, hämtad 22 maj 2026. URL: <https://www.navylookout.com/the-evolution-of-towed-array-sonar-and-its-growing-role-in-anti-submarine-warfare/>.
- [5] L. Bjørnø, “Applied Underwater Acoustics,” i Oxford, UK: Elsevier / Academic Press, 2017, s. 274, ISBN: 978-0-12-811240-3.
- [6] K. Sadowski. “Protecting Maritime Infrastructure from Attack: New Technologies and Tactics.” Navy Lookout article on challenges and technological/tactical responses for maritime infrastructure security., hämtad 22 maj 2026. URL: <https://www.navylookout.com/protecting-maritime-infrastructure-from-attack-new-technologies-and-tactics/>.
- [7] Saab AB. “Purpose and Values.” About page, Saab AB – Keeping people and society safe; company purpose and core values., hämtad 22 maj 2026. URL: <https://www.saab.com/about/company-in-brief/purpose-and-values>.
- [8] A. Åkerström, “Hydrofon projekt,” Ej publicerad projektkurs rapport, Lunds Universitet, 2025.

- [9] J. F. Tressler, S. Alkoy och R. E. Newnham, "Piezoelectric sensors and sensor materials," *Journal of electroceramics*, årg. 2, nr 4, s. 257–272, 1998.
- [10] Analog Devices, *OP27*, D00317-0-10/15(H), <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/op27.pdf>, Rev H, 2015.
- [11] Analog Devices, *ADA4610*, D09646-0-6/19(I), https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ada4610-1_4610-2_4610-4.pdf, Rev 1, 2019.
- [12] S. W. Smith, *The scientist and engineer's guide to digital signal processing; 2nd ed.* San Diego: Calif. Tech. Publ., 1999, 650 pages, ISBN: 0966017676. URL: <https://bib-pubdb1.desy.de/record/352943>.
- [13] STMicroelectronics, "How to use ADC oversampling techniques to improve signal-to-noise ratio on STM32 MCUs," STMicroelectronics, Application Note AN5537, sept. 2020, Rev 1. URL: https://www.st.com/resource/en/application_note/an5537-how-to-use-adc-oversampling-techniques-to-improve-signal-to-noise-ratio-on-stm32-mcus-stmicroelectronics.pdf.
- [14] STMicroelectronics, "Improving STM32F1 series, STM32F3 series and STM32Lx series ADC resolution by oversampling," STMicroelectronics, Application Note AN2668, aug. 2017, Rev 3. URL: https://www.st.com/resource/en/application_note/an2668-improving-stm32f1-series-stm32f3-series-and-stm32lx-series-adc-resolution-by-oversampling-stmicroelectronics.pdf.
- [15] NST Audio, *FIR Filters Explained*, NST Audio Tech Library, Technical article on digital signal processing in pro-audio, aug. 2020. hämtad 22 maj 2026. URL: <https://nstaudio.com/fir-filters-explained/>.
- [16] D. Self, *Small Signal Audio Design*, 4. utg. Focal Press, 2023, ISBN: 9781003332985. DOI: 10.4324/9781003332985. URL: <https://doi.org/10.4324/9781003332985>.
- [17] *LTspice Simulator*, Analog Devices, 2026. hämtad 21 maj 2026. URL: <https://www.analog.com/en/resources/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>.
- [18] KiCad Developers Team, *KiCad: An Open Source Software Suite for Electronic Design Automation*, 2026. hämtad 21 maj 2026. URL: <https://www.kicad.org/>.
- [19] PUI Audio, Inc., *AB6505B Piezoelectric Bender Datasheet*, Revision B, Revised Maximum Input Voltage, PUI Audio, dec. 2021. URL: <https://puiaudio.com/file/specs-AB6505B.pdf>.

7.1 Kretsschema

Bilagan visar kretschemat för den fullständiga prototypen. Komponentvärden utskrivna är komponentvärdena som använts i samtliga fall, bortsett från R12 som kan anpassas för att uppnå önskad förstärkning.



- H1 MountingHole
- H2 MountingHole
- H3 MountingHole
- H4 MountingHole
- MountingHole