



Høgskulen
på Vestlandet

BACHELOROPPGAVE:
**B019E-33 AUTONOME SUBSEA
SENSOR**

Baste Skeie Gullbrå
Christian Sæle Michel

24. mai. 2019

Dokumentkontroll

<i>Rapportens tittel:</i> B019E-33 Autonome Subsea Sensor	<i>Dato/Versjon</i> 24. mai. 2019/10
	<i>Rapportnummer:</i> B019E-33
<i>Forfattere:</i> Baste Skeie Gullbrå Christian Sæle Michel	<i>Studieretning:</i> HEEL16
	<i>Antall sider m/vedlegg</i> 111
<i>Høgskolens veileder:</i> Yngve Thodesen	<i>Gradering:</i> Åpen
<i>Eventuelle Merknader:</i> Vi tillater at oppgaven kan publiseres.	

<i>Oppdragsgiver:</i> Equinor ASA	<i>Oppdragsgivers referanse:</i>
<i>Oppdragsgivers kontaktperson(er) (inkludert kontaktinformasjon):</i> Egil Bru Overaa (veileder 1) Overingeniør Tel.: 93227006 E-post: ebov@equinor.com Pål Atle Solheimsnes (veileder 2) Leading Advi SubseaT.&Ops E-post: passo@equinor.com	

Revisjon	Dato	Status	Utført av
1	14.01.19	Startet på forstudie	Christian Sæle Michel
2	29.01.19	Lagt inn kapittel 1-3 fra forstudie	Christian Sæle Michel
3	31.01.19	Endret kapittel 1-4 og lagt inn kildene	Baste Skeie Gullbrå
4	20.02.19	Skrevet inn kapittel 5-6	Baste Skeie Gullbrå
5	05.03.19	Skrevet inn kapittel delvis kapittel 8 og 9	Baste Skeie Gullbrå
6	25.03.19	Kap 8, gjennomlesning	Christian Sæle Michel
7	09.04.19	Skrevet konklusjon og sammendrag	Christian Sæle Michel
8	25.04.19	Revidert teks	Baste Skeie Gullbrå
9	06.05.19	Revidert tekst	Baste Skeie Gullbrå
10	20.05.19	Lagt inn vedlegg og fikset utseende	Christian Sæle Michel

Forord

Bacheloroppgaven «autonome subsea sensorer» ble gitt av Equinor ASA i regi av Egil Bru Overaa, og vi ønsker derfor å takke både Egil Bru Overaa og Equinor for en spennende og lærerik oppgave.

Oppgaven har bestått av interessante elementer som blant annet undervannsakustikk, termoelektriske elementer og hydrofoner. Gjennom oppgaven har vi brukt Høgskulen på Vestlandet sitt nettbaserte bibliotek, og vi vil derfor rette en takk til Mari Osnes for å ha lært oss om kildekritikk og hvordan innhente teori.

Vi vil også rette en takk til vår veileder Yngve Thodesen for interessen rundt oppgaven, og veiledningen han har gitt oss. Vi vil også takke Kjell Eivind Frøysa for hans hjelp rundt undervannsakustikk og hydrofon-teori.

Gjennom oppgaven har vi hatt behov for utstyr og komponenter for å gjennomføre testing og kobling, og vi vil derfor rette en takk til Farzan Jouleh for hjelp rundt bestilling av komponenter og lån av utstyr som oscilloskop, trainer, multimeter og koblingsbrett. For testing av sendingsavstanden brukte vi bassenget i kjelleren på høgskulen og vil derfor takke Bernt Hustad Hembre for lån av bassenget og gode tips på hvordan vi kunne utføre testen. Til design av kretskortet fikk vi hjelp av Eivind Vågslid Skjæveland for valg av firma for produksjon av kortet og hvilke program vi skulle bruke for å designe kretskortet, ønsker derfor å rette en takk. For utførelsen av testen rundt termoelektrisk element fikk vi god hjelp til ideer og testmuligheter, og vi retter derfor en takk til Lars Manger Ekroll og Mathias Christian Mathiesen.

Vi vil også takke Hilde Skeie Gullbrå, Kjell Atle Gullbrå og Alexandra Sæle Michel for hjelp og tips rundt oppgaveskriving og oppbygning av rapporten.

Sammendrag

Oppgaven er levert av Equinor, og går ut på å lage et system for enkel kommunikasjon under vann. Kravet til systemet er at det bruker lav effekt og kan sende på en avstand på 2-5 km. Effektkravet kommer av at det ikke er tilgjengelig strømnett på havbunnen, og dermed er senderen avhengig av lagret energi. Først er det vurdert om det er mulig å sende over så stor avstand med en relativt lav effekt. Vi har beregnet at ved å bruke de rette akustiske prosjektorene vil dette være mulig.

Vi har laget en prototype krets der det er brukt et enkelt piezoelektrisk element som var tilgjengelig på skolen. Elementet har en resonansfrekvens på 4 kHz. Det er ikke beregnet på å brukes i vann, og vi har derfor ikke data på hvordan det presterer i vann. Gjennomførte tester viser at elementet fungerer bra som sender, men dårlig som mottaker. Kretsen som vi designet, består av to oscillatorer, en multivibrator for å lage firkantpulser og en Wien-bridge-oscillator for å lage sinussignal. Disse signalene blir kombinert i en analog bryter for å lage modulering på signalet. En inverterende operasjonsforsterkerkrets ble brukt for å forsterke det modulerte signalet før det ble sendt ut på piezo-elementet.

Ettersom systemet skal bruke lite energi, er det brukt elektromagnetiske releer for å slå av og på forsyningsspenningene til hvert element i kretsen. Det er utført en test på en termoelektrisk generator. Testen ble gjort ved hjelp av varmepisol, kjøleribber og isvann. Spenningen ved en temperaturdifferanse på 52,9°C var 3,8 V og en strøm på 0,32 mA. Forholdet mellom temperaturdifferansen, utgangsspenningen og strømmen er ikke lineært. Testen er utført for å vise at det er mulig å hente ut energi fra strømmen av hydrokarbon. Testen viser at man vil kunne utnytte varmedifferansen mellom hydrokarbonproduksjon og sjøvann for å produsere nok energi til å drive en sensor.

Gjennom tester og beregninger har vi vist at et slik sendersystem vil fungere. Prototypen er testet med en avstand på én meter der man kunne skille frekvensene fra hverandre. Ifølge beregningene for fullskala system vil man kunne sende et signal over 5 km.

Vi mener at vårt løsningsforslag for fullskalasystem med fordel kan videreutvikles, og at denne kommunikasjonsmetoden kan være med på å erstatte behov for ROV-undersøkelser av subsea-utstyr.

1 Innhold

Dokumentkontroll	2
Forord	4
Sammendrag	5
1.1 Figur liste	8
1.2 Tabell liste.....	10
1.3 Formell liste	10
2 Innledning.....	12
2.1 Oppdragsgiver	12
2.2 Problemstilling.....	12
3 Kravspesifikasjon	13
4 Analyse av problemet.....	14
4.1 Utforming av mulige løsninger	14
4.1.1 Løsningsalternativ Hydrofon	15
4.1.2 Løsningsalternativ radiokommunikasjon	16
4.2 Valg av løsning.....	17
4.3 Teori.....	18
4.3.1 Hydrofon.....	18
4.3.2 Piezoelektrisk effekt	18
4.3.3 Undervannsakustikk	19
4.3.4 Termoelektrisitet.....	22
4.3.4.2 Seebeck effekt i en termoelektrisk generator	22
4.4 Modulasjon.....	23
5 Realisering av prototype	24
5.1 Bryter til sender.....	24
5.1.1 Beregning for bryter	25
5.2 Signalgenerator.	26
5.2.1 Beregninger for signalgenerator	28

5.2.2	Simulering av signalgenerator	29
5.3	Forsterker til sender	29
5.4	Modulering av signal	30
5.4.1	Multivibrator	30
5.4.2	Moduleringskrets	31
5.5	Programmering i Labview.....	33
5.5.1	Frontpanel	33
5.5.2	Blokkdiagram.....	34
5.6	Kretskortdesign	35
6	Testing av prototype	36
6.1	Testing i kar	36
6.2	Testing i vannbasseng.....	37
6.3	Målinger med oscilloskop.....	38
7	Fullskala-system.	39
7.1	Valg av hydrofon.....	40
7.2	Design av fullskala system	42
7.2.1	Design av signalgenerator	42
7.2.2	Design forsterker	44
7.2.3	Simulert effektforbruk.....	45
8	Test av Termoelektrisk generator	45
8.1	Utføring av test på laboratoriet	45
9	Diskusjon	47
9.1	Konstruksjon og design	47
9.1.1	Komponentvalg	48
9.2	TEG-test	49
9.3	Videreutvikling.....	49
10	Konklusjon	51
	Referanser	53

Appendiks A	Forkortelser og ordforklaringer.....	56
Appendiks B	Prosjektledelse og styring.....	57
B.1	Prosjektorganisasjon	57
B.2	Fremdriftsplan	58
Appendiks C	Brukerdokumentasjon.....	59
C.1	Brukerdokumentasjon.....	59
Appendiks D	Vedlegg.....	62
D.1	Vedlegg 1: Datablad til ITC-3013	62
D.2	Vedlegg 2: Datablad til G5V-1	63
D.3	Vedlegg 3: Datablad til DG419	67
D.4	Vedlegg 4: Datablad til μ A741	73
D.5	Vedlegg 5: Datablad til LM311	80
D.6	Vedlegg 6: Datablad til BroadBand 012.....	86
D.7	Vedlegg 7: Datablad til BroadBand 030.....	88
D.8	Vedlegg 8: Datablad til DualSense 012.....	92
D.9	Vedlegg 9: Datablad til TC1026	96
D.10	Vedlegg 9: Datablad til TC1037	99
D.11	Vedlegg 11: Datablad til OPA547	102
D.12	Vedlegg 12: Datablad til BC546.....	104
D.13	Vedlegg 13: Måling av piezoelementets motstand.....	106
D.14	Budsjett for fullskala system	107
D.15	Termotest med varmpistol.....	108
D.16	Simulering av transistor.....	109
D.17	Simulering av forsterker til prototype	110
D.18	Simulering av effektbruk til prototype	110

1.1 Figur liste

Figur 1: Equinor logo	12
-----------------------------	----

Figur 2: Blokkskjema av systemet	15
Figur 3: Hydrofon løsning	15
Figur 4: Løsning med flytebøye, under operasjon.....	16
Figur 5: Løsning med flytebøye, ved detektert feil	16
Figur 6: Piezoelektrisk krystall. (1) viser krystallet i normaltstand, (2) viser krystallet med kraftpåvirkning [5]	18
Figur 7: Støy i sjø [3]	20
Figur 8: Graf over dempning i sjø opp mot sfærisk tap.....	21
Figur 9: Termoelektrisk generator [12]	23
Figur 10: Termoelektrisk kjøler [12]	23
Figur 11: Bryter med relé. Laget med BJT transistor og motstand	24
Figur 12: Enkel Wien-Bridge oscillator	26
Figur 13: Wien-bridge Oscillator med amplitude-stabilisering	27
Figur 14: Simulering utsignal oscillator	29
Figur 15: Ikke-inverterende forsterker til sender.....	29
Figur 16: Signalmodulering.....	30
Figur 17: Multivibrator	31
Figur 18: Simulering av 100Hz multivibrator.....	32
Figur 19: Simulering av 400Hz multivibrator.....	32
Figur 20: Labview Frontpanel	33
Figur 21: Labview Blokkdiagram.....	34
Figur 22: Kretskort design	35
Figur 23: Footprint til relé	36
Figur 24: Test av prototype i kar	36
Figur 25: Mottatt signal etter ca. 35 cm.....	38
Figur 26: Fullskala oscillator	42
Figur 27: Simulering fullskala oscillator.....	43
Figur 28: Simuleringsresultat av fullskala oscillator	43
Figur 29: Reell forsterker med bryter.....	44
Figur 30: Simulering av forsterker.....	44
Figur 31: Simulert effektforbruk reell krets.....	45
Figur 32: Oppsett for test av TEG	46
Figur 33: TEG testoppsett.....	47
Figur 34: Kretskort.....	59
Figur 35: BOM.....	60

Figur 36: koblet kretskort	61
Figur 37: Simuleringskrets for bryter.....	109
Figur 38: Simulering av strøm gjennom Relé	109
Figur 39: Spenning over Relé.....	110
Figur 40: Simulering av forsterker til sender	110
Figur 41: Simulert effekt for prototypen.....	111

1.2 Tabell liste

Tabell 1: Sammenligning av hydrofon- og radiokommunikasjon.....	17
Tabell 2: Testresultater av prototype i basseng	38
Tabell 3: Måleresultater for transistor og bryter	39
Tabell 4: Målinger sinusgenerator og multivibrator	39
Tabell 5: Måleresultater for DG419.....	39
Tabell 6: Måleresultater forsterker	39
Tabell 7: Oversikt over hydrofoner	40
Tabell 8: Beregning av signaltap.....	41
Tabell 9: Effektbruk i valgte hydrofoner.....	41
Tabell 10: Måleresultater TEG- med varmepistol	46
Tabell 11: Fremdriftsplan	58
Tabell 12 Revidert fremdriftsplan	58
Tabell 13 Beskrivelse av fremdriftsplan	58

1.3 Formell liste

Formel 1: SPL ved andre spenninger	18
Formel 2: Sfærisk spredning [8]	20
Formel 3: Demping av akustisk signal i sjø [9].....	21
Formel 4: Totalt sendingstap [8]	21
Formel 5: Basestrøm [18].....	25
Formel 6: Basemotstand [18].....	25
Formel 7: ikke-inverterende forsterker [20]	26
Formel 8: Overføringsfunksjon for Wien-Bridge Oscillator [20]	26
Formel 9: Grensefrekvens f_0	26
Formel 10: Høyeste verdi for wien-bridge oscillator [20]	27
Formel 11: V_{om} for Wien-bridge med amplitudebegrenser [20]	28
Formel 12: R_{freq} for signal generator [20].....	28

Formel 13: Utgangsfrekvens for Multivibrator [20] 30
Formel 14: Frekvensbestemmelse modulasjon [20] 31

2 Innledning

2.1 Oppdragsgiver

Denne oppgaven er først formulert av Equinor Subsea SA SAB, som er en avdeling i Equinor ASA tidligere Statoil. Equinor ASA er et internasjonalt energiselskap, og er blant verdens største offshoreoperatører. Selskapet ble opprettet i 1972, under navnet Den norske stats oljeselskap AS, men endret navn til Equinor i 2018.



Figur 1: Equinor logo

Selskapet driver leting, utvikling og produksjon av olje og gass, i tillegg til strømproduksjon innen vindkraft og solenergi.

Equinor har hovedkontor i Stavanger, med ansatte over hele verden. Selskapet har i dag 20.000 ansatte, og hadde i 2018 inntekt på 61.187 millioner USD. Den norske stat eier 67 % av selskapet [1].

Equinors visjon, verdier og strategi er som følger [1]:

Visjon: vi former energiframtiden.

Verdier: modig, åpen, samarbeid, omtenksum.

Strategi: sikker drift, høy verdiskaping og lave karbonutslipp. Vi er energiselskap dedikert til høy verdiskaping i en lavkarbonframtid.

2.2 Problemstilling

Halvparten av Equinors hydrokarbonproduksjon stammer fra 500 undervannsbrønner [2].

Hydrokarboner fra disse brønnene strømmer gjennom rør under vann, enten til produksjonsplattform eller direkte til land. Dette medfører mye utstyr og potensielle lekkasjepunkt under vann. Subsea-utstyret¹ må kontrolleres og vedlikeholdes.

Equinor har som formål å få ned kostnadene ved inspeksjonen av subsea-utstyr. Utstyret begynner å eldes og behovet for inspeksjon er økende. I dag utføres inspeksjonene ved hjelp av ROV², og dette medfører bruk av store fartøy og mannskap, som fører til høye kostnader.

Equinor ønsker å minske bruken av ROV for inspeksjon av subsea-utstyr. Reduksjon av ROV-inspeksjon forutsetter at man må ha et pålitelig sensornettverk med kommunikasjon. Å se på kommunikasjon til denne type utstyr er hovedmålet med oppgaven.

¹ Subsea er et bransjebegrep som benyttes om undervannsutstyr.

² ROV står for Remotely Operated Vehicle, på norsk: fjernstyrt undervannsrobot.

Ettersom sensorene vil plasseres under havoverflaten vil det være svært kostbart å føre egne kabler for strømtilførsel til disse. Equinor ønsker derfor at man i denne oppgaven ser på muligheten for å omforme varmedifferansen mellom rør og vann til strøm, da det er en temperatur i rørene på ca. 60°C og temperatur i vannet på ca. 4°C. I tillegg ønskes det en energibank som kan drive kommunikasjonssystemet. En slik løsning forutsetter et energieffektivt system, da det er begrenset mengde energi man klarer å generere.

Kommunikasjonen skal skje når sensoren detekterer en lekkasje, eller eventuelt manglende eller redusert katodisk beskyttelse. Signalet må kunne sendes over en avstand fra 2 til 5 km fra sensor.

3 Kravspesifikasjon

Equinors kravspesifikasjoner til løsningen:

- Detektere og informere om lekkasje.
- Detektere og informere om manglende katodisk beskyttelse³.
- Benytte energien fra varmedifferansen på subsea-utstyr og omkringliggende sjøvann til generering av elektrisitet.

Kravene til lekkasjesensoren er at den skal kunne detektere lekkasje basert på deteksjon av at sjøvann blir fortrent av olje eller gass. Sensoren for katodisk beskyttelse skal til en hver tid detektere den katodiske beskyttelsen på subsea-utstyr slik at man blir varslet ved redusert beskyttelse.

Kommunikasjons-nettverket skal være konstruert slik at det kan generere et signal som kan fanges opp 2 - 5 km unna. Energikilden skal kunne omdanne temperaturforskjellen mellom subsea-utstyr og sjøvannet til elektrisitet.

Designdelen av oppgaven vil bestå av å designe et analogt kommunikasjonssystem. Systemet skal bestå av en sender og en mottaker. Signalet som sendes vil være en «pinge»-sekvens. Før realisering av prototype må effektbehovet og frekvensspekteret som er nødvendig for å sende signalet 5 km vurderes. Grunnet energiløsningen må man fokusere på energieffektive løsninger.

Systemet er avhengig av en komponent som genererer energi fra omgivelsene den står i. Det ser ikke ut til at det finnes en god løsning på dette under vann. Equinor foreslo en løsning til energikilde; Emerson sin «Perpetua Power Puck» som utnytter varmedifferanse for å generere elektrisk strøm, men denne er ikke designet for undervanns bruk. Siden man er avhengig av en energikilde har Equinor foreslått å benytte termoelektriske element. Dette vil bli testet i skalerte forhold på laboratoriet.

³ Katodisk beskyttelse er en måte å beskytte utstyr mot rust

4 Analyse av problemet

Oppgaven og kravspesifikasjonen som er gitt av Equinor Subsea ASA, består av tre elementer som i seg selv er veldig åpne.

Vi har valgt å definere hovedoppgaven slik at vi ønsker å se nærmere på hvordan kommunikasjonen skal bli utført etter en deteksjon. Kommunikasjonsdelen vil bestå av en sender og en mottaker. Kommunikasjonssystemet vil kreve en form for energi, derfor vil oppgaven bestå av å finne og teste en måte å ha en energikilde for å drive kommunikasjonssystemet.

Før senderen vil det være en sensor med tolkning. Sensorene vil utføre kontinuerlig overvåking av enten lekkasje eller av katodisk beskyttelse. Ettersom sensorene har forskjellig oppførsel ved en eventuell deteksjon av feil, vil det kreves en tolkningsdel. Tolkningsdel vil tolke signalene som kommer fra sensoren til enhver tid. Dette er nødvendig ettersom signalet fra forskjellige typer sensorer varierer. Vi tenker at signalet etter tolkningen er standardisert, slik at senderdelen kan være lik for enhver sensor.

Sendingen kan skje både over og under vann. Dersom kommunikasjonen skal skje under havoverflaten må det brukes undervannsakustisk-transduser som transmitter. Skal kommunikasjon skje over vann, er det en mulighet å bruke radiosignal.

Mottakeren er avhengig av hvilken form vi ønsker å sende signalet. Dette betyr at dersom signalet sendes under vann, vil mottaker bestå av en hydrofon. Dersom signalet sendes over vann, vil mottakeren være en radiomottaker.

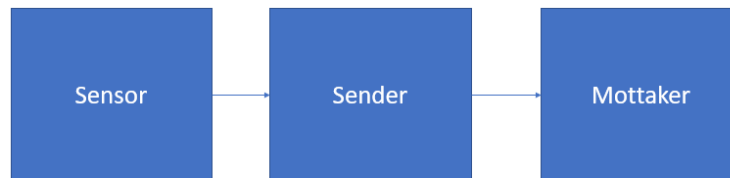
4.1 Utforming av mulige løsninger

Sendersystemet vil bestå av:

- **Bryter:** Bryteren mottar et signal fra feildetektor, og vil da skru på systemet.
- **Energibank:** Lagrer en større mengde energi som brukes for å sende ett signal.
- **Signalgenerator:** Genererer signalet som skal sendes ut av systemet. Signalet fra denne vil gi en indikasjon på hvor signalet kommer fra.
- **Forsterker:** Forsterker signalet fra signalgenerator før det sendes til transponder.
- **Transmitter:** Undervannsakustisk transmitter eller radiosender, som kan sende et signal over 5 km.
- **Energigenerator:** Genererer energi fra omgivelsene, fra varmedifferanse. På Trollfeltet er varmen i strømningene 60°C.

Mottakersystemet består av:

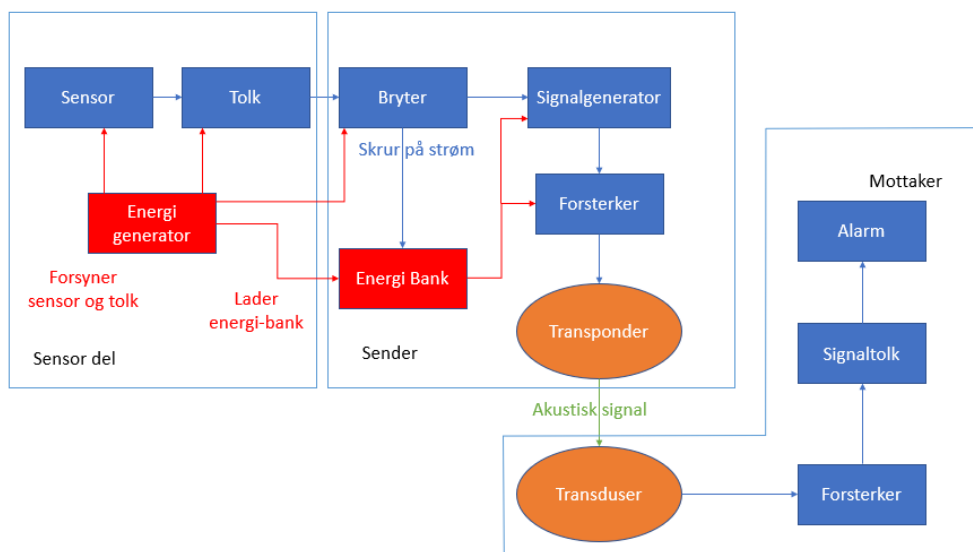
- **Responder:** Mottar signal fra sender.
- **Forsterker:** Forsterker signalet fra responder og sender det videre til tolk.
- **Tolk:** Tolker signalet som er mottatt og bestemmer hvor signalet kommer fra.
- **Alarm:** Et varsel for at en feil er oppdaget som kan leses av bruker.



Figur 2: Blokkdiagram av systemet

4.1.1 Løsningsalternativ Hydrofon

Dette løsningsalternativet innebærer at det vil være en akustisk transduser permanent ved sensoren. Transponder vil gi et signal når det oppdages en feil. Signalet vil så bli fanget opp av en transduser ved fartøy, som igjen vil gi alarm.

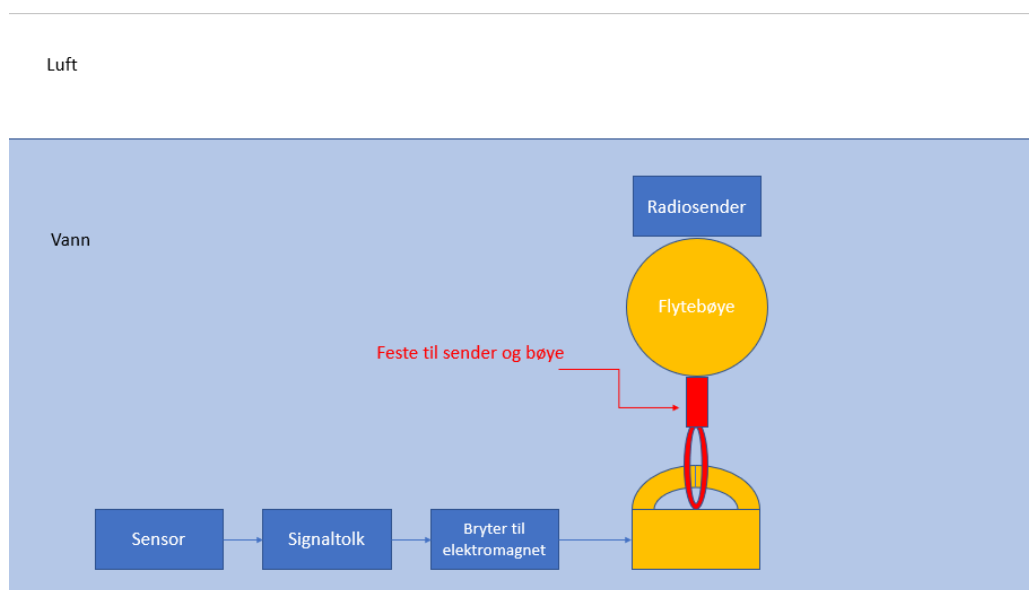


Figur 3: Hydrofon løsning

4.1.2 Løsningsalternativ radiokommunikasjon

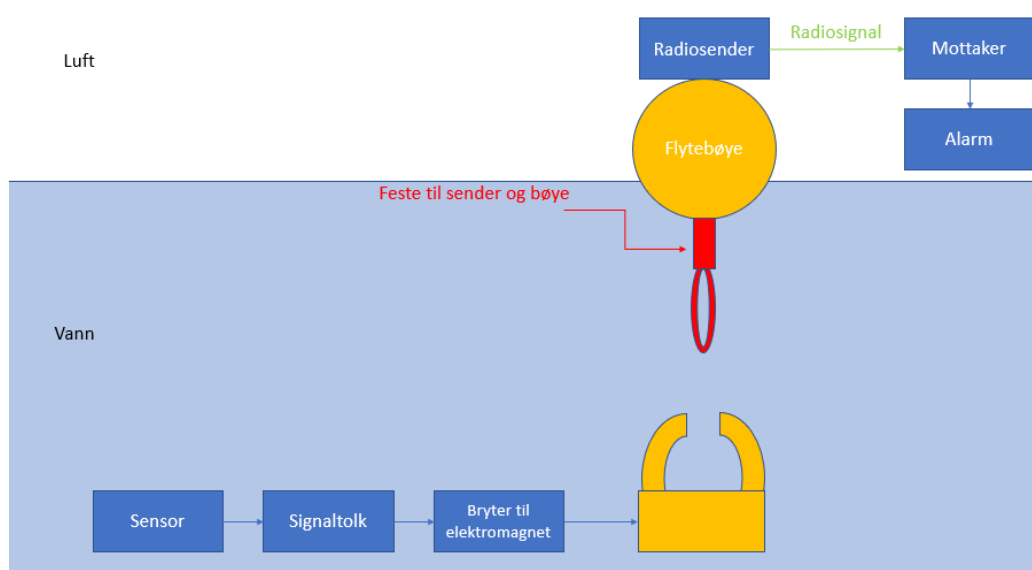
I dette løsningsalternativet er det tenkt å bruke en flytebøye som sender et radiosignal. Flytebøyen henger i en løsningsmekanisme med sensoren. Når det blir oppdaget feil fra sensoren, utløses løsningsmekanismen og bøyen flyter opp til overflaten. Når bøyen er ved overflaten skrus en radiosender på, som sender et radiosignal med informasjon om hvor feilen er lokalisert, og hvilken feil det er. Dersom systemet mister strømmen, vil bøyen slippes og sending av signal vil starte ved vannoverflaten.

Under operasjon:



Figur 4: Løsning med flytebøye, under operasjon

Ved detektert feil:



Figur 5: Løsning med flytebøye, ved detektert feil

4.2 Valg av løsning

Løsningsalternativene som vurderes opp mot hverandre, er radiokommunikasjon og kommunikasjon ved hjelp av hydrofon. Det er både fordeler og ulemper med begge løsningene.

Tabell 1: Sammenligning av hydrofon- og radiokommunikasjon

Radiokommunikasjon		Hydrofon-kommunikasjon	
Fordeler	Ulemper	Fordeler	Ulemper
Det eksisterer allerede flere løsninger for å sende signal	Må finne bøyen etter at den er sluppet	Kan kommunisere under vann	Trenger mer effekt for god signalstyrke
Billig produksjon	Dyr ved falsk-feil deteksjon	Fungerer bra med ubemannede fartøy	Dyr produksjon

Hovedforskjellen mellom de to forskjellige løsningene er prisen på å produsere dem. Prisen på transmitteren ved radiokommunikasjon er lavere enn hva den er ved bruk av hydrofon.

Radiokommunikasjon kan i prinsippet bare brukes en gang før det må resettes ved hjelp av fartøy.

Dermed vil det ved en eventuell falsk-feil deteksjon være nødvendig å bruke fartøy for å frakte senderen ned til deteksjonsområdet igjen.

Siden en hydrofon kan kommunisere under vann, vil den kunne stå fast montert ved deteksjonsområdet, noe som fører til at man slipper ekstra fartøy ved eventuell falsk-feil deteksjon for å tilbakestille systemet. Undervannskommunikasjon vil gi mulighet for å kommunisere flere ulike data siden den står der permanent.

Dersom vi ser på mengden informasjonen vi kan legge i signalet, vil radiokommunikasjon ha større bit-rate enn hva akustisk kommunikasjon kan ha. Siden det er lite informasjon som skal overføres, kan det brukes en enkel modulasjon og bit-raten er mindre viktig.

Vi har valgt å gå for løsningen med akustisk undervannskommunikasjon. Hovedgrunnen til dette er at det ved en feildeteksjon ved radiokommunikasjon må rykkes ut fort uansett feil for å hente bøyen. Som fører til at det vil være dyrt med en falsk-feil deteksjon ved radiokommunikasjon.

I framtiden ser man for seg at man benytter permanent nedsenkede autonome ROVer, og disse vil kunne fungere/integreres med et fastmontert kommunikasjonssystem.

4.3 Teori

Dette kapitlet vil omhandle teori om elementene innenfor løsningen vi har valgt. Det vil bli designet og konstruert en nedskalert prototype, og teorien vil underbygge løsningen for fullskalasystemet.

4.3.1 Hydrofon

En hydrofon er en undervannsmikrofon. De kan i de fleste tilfeller også brukes til å kringkaste. Akustisk undervanns-transduser er vanligvis piezoelektrisk eller magnetostriktive, der piezoelektriske er mest vanlig. Hydrofoner har god følsomhet og lav støy. De har ofte en relativt høy båndbredde, der de kan fange opp frekvenser over og under resonansfrekvensen. [3]

Formel for SPL ut fra hydrofon er:

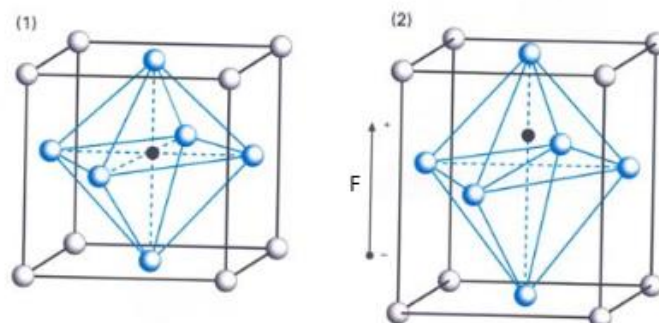
Formel 1: SPL ved andre spenninger

$$SPL = (TVR (\text{ved ønsket frekvens}) + 20 \log(V_{RMS})) \text{ dB re } 1\mu\text{Pa}@1\text{m}$$

4.3.2 Piezoelektrisk effekt

Piezoelektrisitet, gresk for "trykk"-elektrisitet, ble oppdaget i 1880 av de franske fysikerne Jacques og Pierre Curie. De oppdaget at kvarts (Silisiumdioksid, SiO_2) endret form når det ble utsatt for et elektrisk felt, og lagde en elektrisk ladning når det ble mekanisk deformert. Utover 1960-årene ble det forsket på piezoelektrisk effekt i organiske materialer, og i 1969 ble det funnet høy piezoelektrisk effekt i polyvinylidenefluorid. Dette er det stoffet som til nå er funnet som har høyest piezoelektrisk effekt [4].

Et piezoelektrisk materiale genererer en elektrisk ladning når den blir utsatt for mekanisk kraft, der polariteten er avhengig av retningen til kraften. Dette kommer av at materialet vil beholde sin originale form. Det er orienteringen til krystallpartiklene i materialet som bestemmer karakteristikken [5].



Figur 6: Piezoelektrisk krystall. (1) viser krystallet i normaltillstand, (2) viser krystallet med kraftpåvirkning [5]

Ved kraftpåvirkning (Figur 6 bilde (2)) blir det generert ladninger ved overflaten av det piezoelektriske materialet. Dette kalles for piezoelektrisk effekt. Hvis en setter spenning på det piezoelektriske materialet, vil materialet endre form. Dette kalles invers-piezoelektrisk effekt [6].

I hydrofoner er det invers-piezoelektrisk effekt og piezoelektrisk effekt som blir utnyttet. For å projisere et akustisk signal, brukes invers-piezoelektrisk effekt, og ved lytting av et akustisk signal brukes piezoelektrisk effekt.

4.3.3 Undervannsakustikk

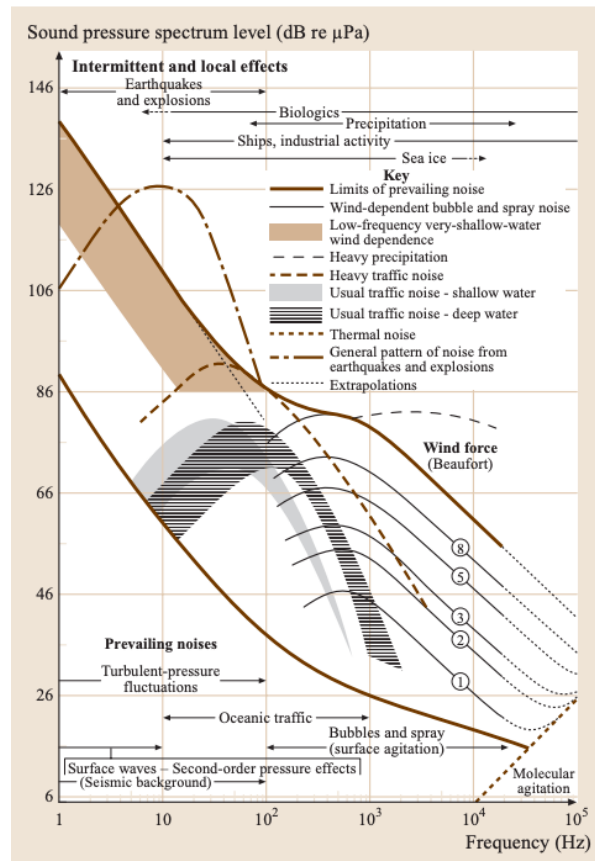
Undervannsakustikk er læren om akustiske signalers oppførsel under vann. Under vann breder lydbølger seg bedre enn elektromagnetiske bølger. Derfor blir kommunikasjon over lengre distanser gjort ved hjelp av akustiske signaler i stedet for radio, og SONAR⁴ brukes istedenfor radar til navigering eller detektering av andre fartøy.

4.3.3.1 Støy

Akustisk undervannsstøy kategoriseres inn i to grupper, menneskeskapt støy og naturlig støy. Den viktigste og største menneskeskapt støyen kommer fra shipping. Oljeriggene danner også en viss støy, men vesentlig lavere enn shipping. [3]

Den naturlige støyen ligger i frekvensområdet under 10Hz og over et par hundre Hertz. Den naturlige støyen kommer fra biologiske, termiske og seismiske kilder [7]. Støyen i det høyere frekvensområdet blir som oftest relatert til vannoverflatens tilstand, blant annet størrelse på bølger og vindstyrken [3].

⁴ SONAR: sound navigation and ranging. Det er en måte å bruke lyd for navigasjon eller deteksjon



Figur 7: Støy i sjø [3]

Grafen viser at den akustiske undervannsstøyen er avtagende etterhvert som signalet stiger i frekvens.

4.3.3.2 Signaltap og sendingsforsinkelse

Sendingsforsinkelsen er definert som tiden det tar fra signalet sendes fra transmitteren til det når mottakeren. Forsinkelsen i sendingen blir påvirket av avstanden og hastigheten signalet har i sjøen. Hastigheten til det akustiske signalet avhenger av dybden, saltinnholdet og temperaturen i sjøen [8].

Sendingstapet er reduksjonen av signalstyrken, fra transmitter til mottaker. Tapet i signalstyrke avhenger av overføringslengden og dempingen som er i sjøen.

Signalet blir sendt i alle retninger ut fra transduser i en sfærisk form. Det er den samme energimengden i sfæren når avstanden er liten eller stor, men arealet på sfæren øker, som fører til at energitettheten på signalet er mindre når avstanden er stor. Dette kalles sfærisk spredning. Sfæriske spredning avhenger av arealet til piezoelementet, frekvensen og avstanden mellom sender og mottaker [8].

Formel 2: Sfærisk spredning [8]

$$SS = 20 \log \left(\frac{\text{avstand}}{r_0} \right), r_0 \frac{\pi f A^2}{c}$$

Hvor c er lydhastigheten i sjø, typisk 1500 m/s, f er frekvensen som blir brukt for sending, A er piezoelementets radius.

Det akustiske signalet blir dempet når det sendes gjennom sjø. Dempingsfaktoren, a , som påvirker signalet, avhenger av temperaturen i sjøen, saltinnholdet, surhetsgraden og dybden sendingen foregår. Enheten til dempingsfaktoren, a , er dB/km [9].

Formel 3: Dempning av akustisk signal i sjø [9]

$$a = \left(\frac{A}{f_1^2 + f^2} + \frac{B}{f_2^2 + f^2} + C \right) * f^2$$

$$f_1 = 780e^{\frac{T}{29}}, f_2 = 42000e^{\frac{T}{18}}, A = 22 * \frac{S}{35} * e^{\frac{T}{31} - \frac{Z}{91} + 1,8(pH-8)}, B = 22 * \frac{S}{35} * e^{\frac{T}{14} - \frac{Z}{6}},$$

$$C = 4,9 * 10^{-6} * e^{-\frac{T}{26} - \frac{Z}{25}}$$

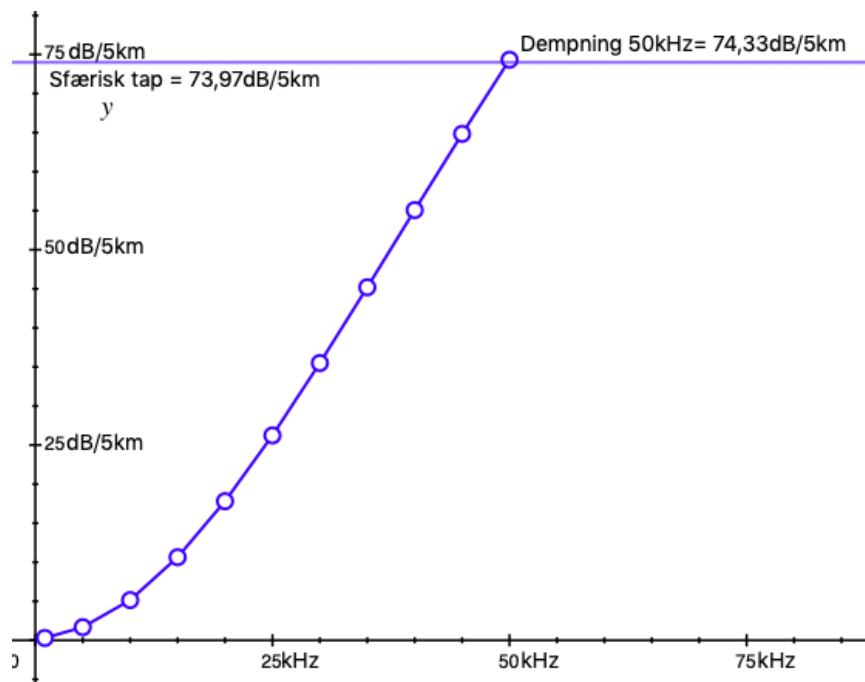
I formelen er:

- T temperaturen i grader celsius
- S er saltinnholdet per tusende liter
- Z er dybden i kilometer og pH er surhetsgraden.

Det sfæriske tapet sammen med dempingen multiplisert med avstanden gir det totale sendingstapet TL (Transmission Loss), gitt ved formelen [9].

Formel 4: Totalt sendingstap [8]

$$TL = SS + a * avstand$$



Figur 8: Graf over demping i sjø opp mot sfærisk tap

Det meste av undervannsstøyen er i frekvensområdet mindre enn 1 kHz, støyen avtar etterhvert som frekvensen øker. I frekvensområdet over 10 kHz har støyen lavest verdi. Ved frekvenser over 50 kHz dominerer den frekvensavhengige dempningen. For å unngå høy støy og dominerende dempning, velges det hydrofoner med resonansfrekvens i området 10 kHz til 40 kHz. Figur 8 viser at dersom senderen er over 50kHz vil dempningen være større enn det sfæriske tapet.

4.3.4 Termoelektrisitet

Hovedprinsippet bak termoelektrisitet er at det omformes termoennergi til elektrisk energi, noe som er en klimavennlig måte å produsere elektrisk energi [10].

4.3.4.1 Termoelektriske elementer

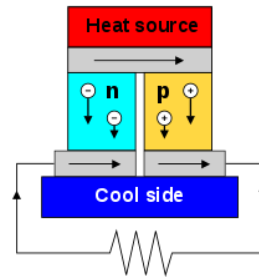
Det er sett på to forskjellige typer elementer som omformer temperaturforskjell til energi. Den ene er en termoelektrisk kjøler som baserer seg på Peltier-effekten. Den andre typen er termoelektrisk generator som er basert på Seebeck-effekten. De største fordelene med et termoelektrisk element er at den har ingen bevegelige deler, som igjen gjenspeiles i dens lange levetid. Termoelementet blir dannet ved å koble en p-dopet halvleder i parallell med en n-dopet halvleder. For å øke driftsspenningen, kobler man flere termoelektriske elementer i serie. [10]

4.3.4.2 Seebeck effekt i en termoelektrisk generator

For å oppnå det fysiske fenomenet Seebeck-effekten er det to krav:

1. Det må være mer enn to forskjellige typer elektrisk ledende materialer som er koblet sammen, slik at de sammen danner i en sluttet krets.
2. Koblingspunktene mellom hvert materiale må ha forskjellig temperatur.

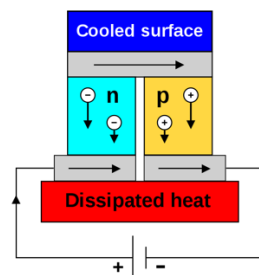
Dersom disse to kravene er oppfylt, vil det gå en strøm i den lukkede sløyfen. Hovedårsaken til at det går en strøm gjennom kretsen, er det elektriske potentialspranget som er i kontaktområdet til de forskjellige metallene. Størrelse på det elektriske potensialet som oppstår i kontaktområdet, avhenger av temperaturforskjellen. Ettersom det vil starte å gå en strøm i kretsen, vil det også oppstå en elektromotorisk spenning, som ofte blir kalt for Seebeckspenningen. Seebeckspenningen er alltid lik null dersom alle kontaktområdene har akkurat samme temperatur, men dersom det er en temperaturforskjell vil denne spenningen alltid være forskjellig fra null. [11]



Figur 9: Termoelektrisk generator [12]

4.3.4.3 Peltier-effekt i en termoelektrisk kjøler.

Peltier-effekten blir definert som den motsatte av Seebeck-effekten. Peltier-effekten oppstår når det går strøm gjennom to forskjellige typer sammenkoblede elektrisk ledende materialer. Da vil kontaktområdet enten bli oppvarmet eller avkjølt. Bakgrunnen for Peltier-effekten er at ladningsbærerne går gjennom et elektrisk potentialsprang når de passerer kontaktområdet mellom materialene, noe som vil føre til at de avgir eller mottar energi. Dersom ladningsbærerne mottar energi, vil dette føre til kjøling av området rundt og avgitt energi går over til varme. [13]



Figur 10: Termoelektrisk kjøler [12]

4.4 Modulasjon

For at mottakeren skal kunne skille mellom de forskjellige lokasjonene, må hver sender ha sin unike karakterstikk. Etersom bæresignalet har samme frekvens, amplitude og fase ved enhver sensor, vil det ved hjelp av modulasjon være mulig å gi hvert sensorssignal en egen identifikasjon [14].

Hovedprinsippet bak amplitudemodulasjon er å endre amplituden til bærebølgen. Dette kan gjøres ved å øke eller redusere amplitudens verdi med en karakteristisk frekvens [15]. Et alternativ til amplitudemodulasjon er amplitudeskift-modulasjon. Ved å ta i bruk amplitudeskift modulasjon vil man kunne lage et binært signal ut av bærebølgen ved å slå av og på det analoge signalet [16].

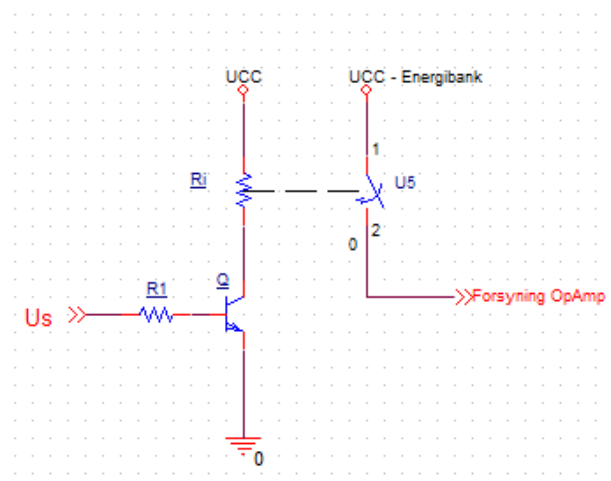
Hovedprinsippet for å utføre frekvensmodulasjon er å endre frekvensen til bærebølgen. Dette gjøres ved å øke og redusere frekvensen til signalet [17].

5 Realisering av prototype

I dette kapitlet vil vi beskrive hvordan vi gikk fram for å realisere vår småskala prototype, hvilke komponenter denne inneholder og kretsdesign. I prototypen brukte vi motstander fra E96 serien og et piezoelektrisk element PKM22EPP-40 med en resonansfrekvens på 4kHz.

5.1 Bryter til sender.

Bryterens hovedoppgave er å starte sendingen når sensoren har detektert en feil. Sendingen vil bli utført av en Wien-bro som er konstruert med op-amp. For å unngå lekkasjestrømmer er den beste måten å slå av og på forsyningsspenningen til op-ampen. Vi har valgt å konstruere en bryter som skal drive et elektromagnetisk relé. Et elektromagnetisk relé fungerer slik at når det går en strøm gjennom spolen, vil bryteren lukkes slik at senderen får forsyningsspenning.



Figur 11: Bryter med relé. Laget med BJT transistor og motstand

Ved bruk av en NPN BJT transistorer og fire motstander som styrer et spenningsstyrt relé, er det mulig å slå av og på forsyningsspenningen. Denne oppkoblingen fungerer slik at det sendes inn et signal som medfører at transistoren enten går i metning eller i cut-off. Når transistoren går i metning fører det til at base-emitter spenningen er større enn diodespenningen og kollektorstrømmen har nådd sin maksverdi; transistoren blir da betraktet som en lukket bryter. Når transistoren er i cut-off modus er det ingen strøm på basen som fører til at base-emitter spenningen er mindre enn diodespenningen, og det vil ikke gå strøm fra kollektor til emitter; kretsen betraktes da som en åpen krets. [18] Den helhetlige kretsen fungerer slik at når transistoren går i metning, vil kretsen betraktes som en kortslutning, det vil da gå strøm gjennom spolen til releet, som fører til at relekontakten blir aktivert. [19]

Ulempen med denne løsningen er at det har en bevegelig mekanisk del i reléet, som vil kunne redusere levetiden til komponenten.

Fremgangsmåten for å bestemme hvor høyt inn-signalet må være for at transistoren skal gå i metning beskrives under. Basestrøm bestemmes av Formel 5.

Formel 5: Basestrøm [18]

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

Der β er strømforsterkningen til transistor, I_B er strømmen gjennom base og I_C er strømmen gjennom kollektor på transistor.

Vi må bestemme oss for en kollektorstrøm og så beregne nødvendig basestrøm. Basemotstand er gitt ved formel 6.

Formel 6: Basemotstand [18]

$$R1 = \frac{U_S - U_{BE}}{I_B}$$

Der U_{BE} er spenningen mellom base og emitter på transistor.

U_S vil variere ettersom den er avhengig av hvor stor strøm eller spenning sensoren leverer ved en deteksjon. Derfor vil $R1$ variere etter hvilken type sensor som blir brukt.

5.1.1 Beregning for bryter

Reléets (Omron G5V-1) data er hentet fra databladet [0] og transistoren BC546 [D.12].

Reléets interne motstand R_i og den maksimale spenningen $U_{maks} = 9.6 \text{ V}$ gir strømmen $I_{maks} = 10 \text{ mA}$. Vi velger derfor å gå for en strøm som ligger på 7 mA , for å være sikker på at vi ikke skal gå over spolens I_{maks} og samtidig være sikker på at releet lukker. Det trengs to reléer for å kunne styre både negative og positive forsyningsspenning. Derfor må kollektorstrømmen i transistoren $I_C = 2I_{maks} = 14 \text{ mA}$.

Spenningen som ligger på basen, som blir brukt under realisering av prototypen, er $U_S = 5 \text{ V}$.

Spenningen som ligger mellom base og emitter ligger mellom $0.6 \text{ V} < U_{be} < 0.8 \text{ V}$.

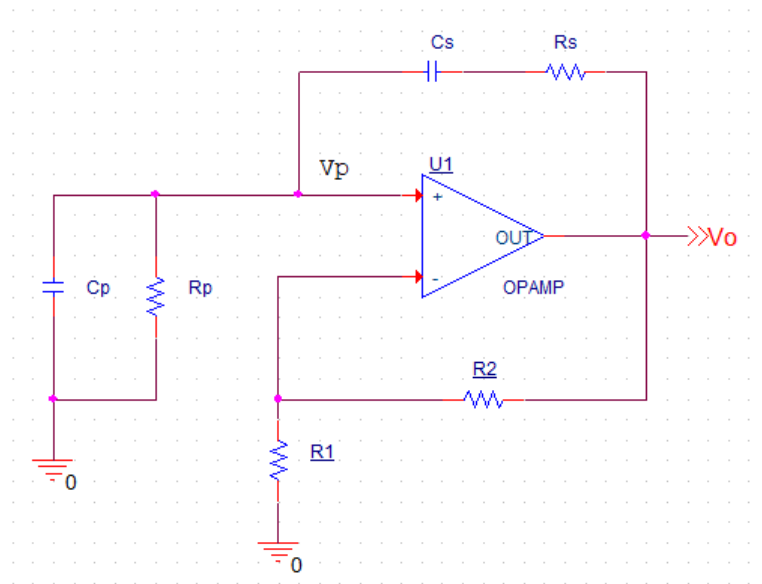
Motstanden som er koblet til basen blir da:

$$R1 = \frac{5 - 0,7}{\frac{14 \text{ mA}}{200}} = 61 \text{ k}\Omega$$

Simuleringen ble gjort i orcad pspice, ved hjelp av en pulsforsyning som starter etter 1.5 ms [D.16].

5.2 Signalgenerator.

En Wien-Bridge Oscillator ble brukt for å lage et sinussignal på 4kHz for prototypen.



Figur 12: Enkel Wien-Bridge oscillator

En Wien-Bridge Oscillator har både negativ og positiv tilbakekobling. [20]

Kretsen kan sees på som en ikke-inverterende forsterker, som forsterker spenningen på ikke-inverterende inngang med:

Formel 7: ikke-inverterende forsterker [20]

$$A = \frac{V_0}{V_p} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

V_p blir igjen forsynt av opampen gjennom RC-nettverket. Dette gir overføringsfunksjon:

Formel 8: Overføringsfunksjon for Wien-Bridge Oscillator [20]

$$T(jf) = \frac{1 + \frac{R2}{R1}}{3 + j\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)}$$

Peak vil da være ved $f = f_0$. Og f_0 er frekvensen hvor systemet er stabilt, mens f er systemets frekvens

Formel 9: Grensefrekvens f_0

$$f_0 = \frac{1}{2\pi * R * C}$$

Der $R_p=R_s=R$ og $C_p=C_s=C$

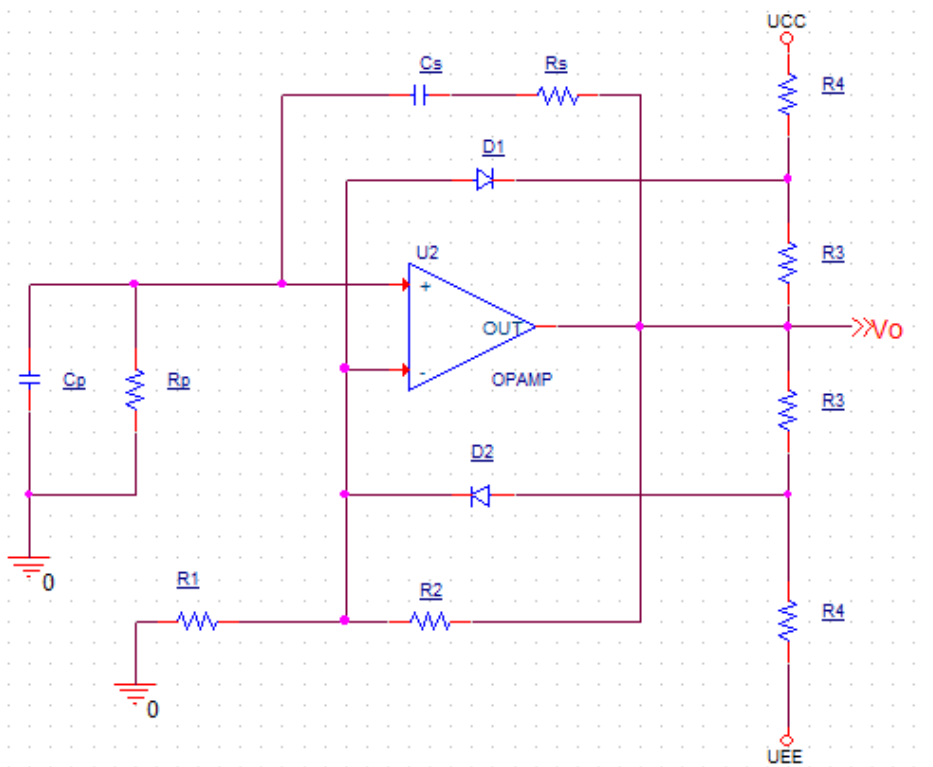
Formel 10: Høyeste verdi for wien-bridge oscillator [20]

$$T(jf_0) = \frac{1 + \frac{R2}{R1}}{3}$$

- Ved $T(jf_0) < 1$ vil den negative tilbakekoblingen dominere, og signalet vil bli dempet med $1/3$ for hver periode.
- Ved $T(jf_0) > 1$ vil den positive tilbakekoblingen dominere, og signalet blir forsterket med 3 for hver periode.
- Ved $T(jf_0) = 1$ blir kalt nøytral stabilitet fordi de positive og negative tilbakekoblingene påvirker like mye. Dette vil føre til at så sant sinusen starter, så vil den fortsette uendelig.

Betingelsen $\angle T(jf_0) = 0^\circ$ og $|T(jf_0)| = 1$ blir kalt Barkhausen kriteriet for oscillasjon ved $f = f_0$.

Vi har valgt å bruke følgende krets, for den gir større utgangssignal. [20]



Figur 13: Wien-bridge Oscillator med amplitude-stabilisering

I denne kretsløsningen er amplituden avhengig av forholdet $R4/R3$, spenningen der en av diodene er i cut-off og forsyningsspenningen. Peak spenningen ut kaller vi V_{om} . For å finne den, så vi på kretsen i det D2 begynner å lede [20]. Da fikk vi at:

Formel 11: V_{om} for Wien-bridge med amplitudebegrensere [20]

$$V_{om} \approx 3 * \frac{\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) * V_{D2} + V_s}{2 * \frac{R_4}{R_3} - 1}$$

Der V_{om} er maks utgangsspenning, V_{D2} er spenningen over dioden D_2 når den leder og U_{CC} er forsyningsspenning

5.2.1 Beregninger for signalgenerator

Vi ønsket en frekvens på 4kHz og en amplitude på 5V. Vi har forsyningsspenning på ± 15 VDC og det ligger 0,7 V over diodene når de leder. Vi satt $C_p=C_s=C$ og $R_p=R_s=R$, og valgte $C=1$ nF.

Formel 12: R_{freq} for signal generator [20]

$$R_{freq} = \frac{1}{2\pi * f * C}$$

$$R_{freq} = \frac{1}{2\pi * f * C} = \frac{1}{2\pi * 4000 * 1 * 10^{-9}} = 39,8 \text{ k}\Omega. \text{ Vi valgte da } 39\text{k}\Omega.$$

Vi valgte $R_1=10$ k Ω . $\frac{R_2}{R_1} > 2$ som fører til $R_2 > 2 * R_1 = 20\text{k}\Omega$, og valgte da $R_2=22\text{k}\Omega$. Valgte $R_3=3,3$ k Ω , basert på lignende kretser. Da blir R_4 [20]:

Formel 13: Formel for R_4 signal generator

$$R_4 = \frac{\left(\frac{V_{om}}{3} + V_{D2} + U_{CC}\right) R_3}{\frac{2}{3} V_{om} - V_{D2}}$$

$$R_4 = \frac{\left(\frac{5}{3} + 0,7 + 15\right) * 3300}{\frac{2}{3} * 5 - 0,7} = 22 \text{ k}\Omega$$

Når vi regner tilbake får man:

$$V_{om} \approx 3 * \frac{\left(1 + \frac{22 \text{ k}}{3,3 \text{ k}}\right) * 0,7 + 15}{2 * \frac{22 \text{ k}}{3,3 \text{ k}} - 1} = 4,95 \text{ V}$$

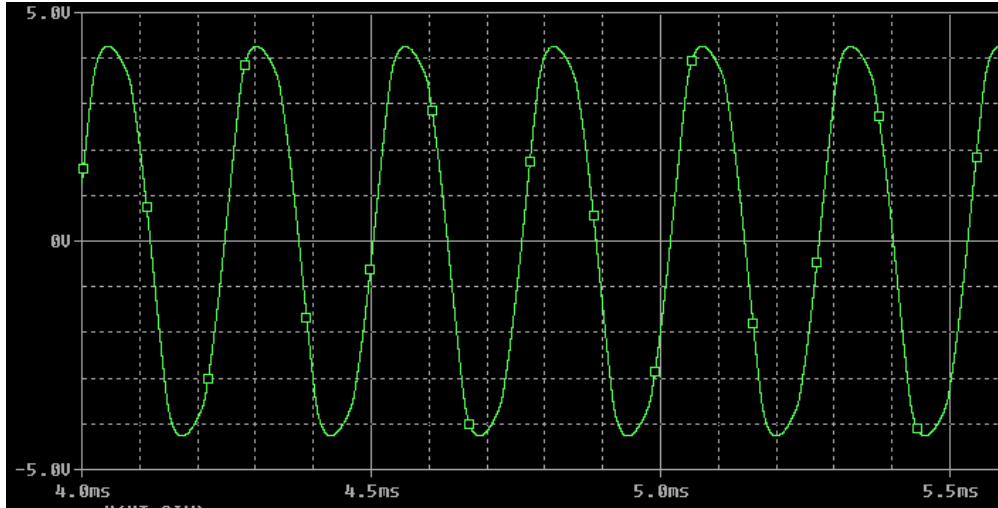
$$f = \frac{1}{2\pi * R_{freq} * C} = 4,08 \text{ kHz}$$

Vi har valgt å bruke op-ampen $\mu A741$ til denne generatoren, grunnet at den er billig, allsidig, lett tilgjengelig og har god nok Slew Rate [D.4].

5.2.2 Simulering av signalgenerator

Dette kapittelet viser simulering av signalgenerator-kretsen.

For å få startet denne simuleringen må det legges inn en måte å starte signalgeneratoren på. Dette er gjort ved å legge inn en startbetingelse på C_p på 1 mV.



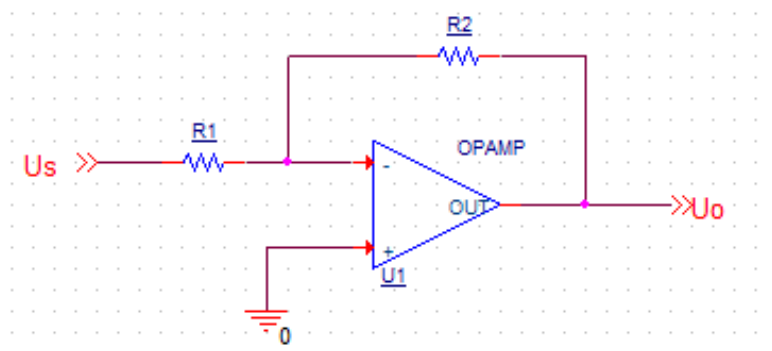
Figur 14: Simulering utsignal oscillator

Simuleringen gir en utgangsspenning $V_{om} = 4,26$ V.

5.3 Forsterker til sender

Spenningen ut av oscillatoren ligger på 10 V_{p-p}. PKM22EPP-40 har en maks spenning på 25 V_{p-p}, og har en resonansfrekvens på 4kHz. Forsterkeren som skal forsterke signalet fra signalgeneratoren må ha en forsterkning $A < 2,5$ V/V. Med en forsterkning på mindre enn 2,5 må Op-Ampens GBW være større enn $GBW = A * f = 2.5 * 4k = 10kHz$, noe som er ivarettatt med valgte op-amp.

Motstandene som blir brukt er $R1 = 1$ k Ω og $R2 = 2,2$ k Ω , dette gir en forsterkning på $A = 2,2$.



Figur 15: Ikke-inverterende forsterker til sender

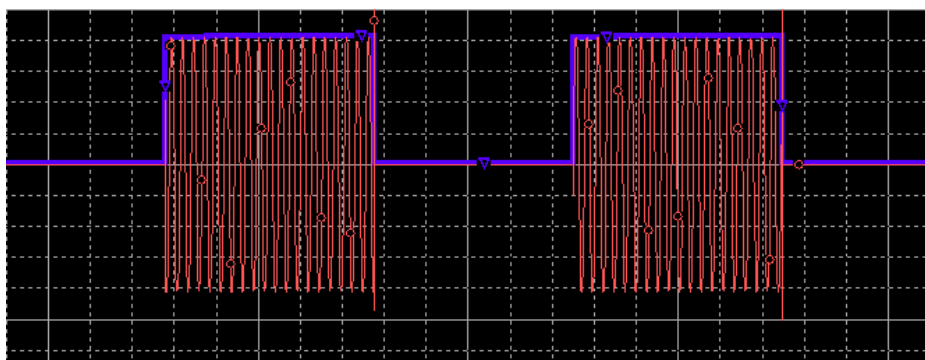
Fra simuleringen ser vi at perioden er på 0,25 ms, dette gir en frekvens på $f_{sin} = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,25 * 10^{-3}} =$

4 kHz og en amplitude på 10.9 V.

5.4 Modulering av signal

Ved bruk av «Amplitude Shift Keying» kan det skilles mellom sensorer. Vi bruker en analog bryter DG419 [D.3] som blir styrt av en multivibrator som generer en firkantpuls. DG419 har en normalt åpen og en normalt lukket kobling, og i denne kretsen vil den normalt åpne funksjonen brukes. Spenningen som kommer fra firkantpulsgeneratoren, vil styre om bryteren vil slippe signalet gjennom eller ikke. Hvor ofte den åpnes og lukkes vil være avhengig av frekvensen til firkantpulsgeneratoren.

Signalet for prototypen ligger på 4 kHz, og signalet fra firkantgeneratoren vil ligge i området mellom 100-400Hz. Dersom signalet ligger på 100Hz fra firkantgeneratoren, vil 4kHz signalet slippes gjennom 100 ganger i sekundet. Figur 16 viser hvordan signalet moduleres. Blå strek er firkantpulsene, og rød er det modulerte signalet.



Figur 16: Signalmodulering

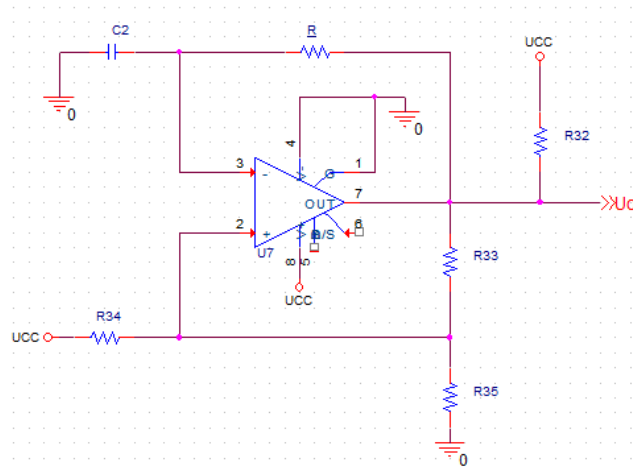
5.4.1 Multivibrator

En multivibrator kan sees på som en inverterende Schmitt-trigger med negativ tilbakekobling. Når forsyningsspenningene blir slått på og kondensatoren er utladet, vil utgangsspenningen gå til forsyningsspenningen. Når utgangen er høy vil kondensatoren bli ladet opp med forsyningsspenningen gjennom motstanden R. Om spenningen over kondensatoren er lik øvre terskelspenning, V_{TH} , vil utgangssignalet gå lavt. Dersom utgangssignalet er lavt, vil kondensatoren bli utladet gjennom jord. Kretsen som blir brukt for å aktivere den analoge bryteren, vil dermed ha et utgangssignal som enten vil være 0 V eller 15 V. [20]

Formel 13: Utgangsfrekvens for Multivibrator [20]

$$f_0 = \frac{1}{RC \ln\left(\frac{V_{TH}}{V_{TL}} + \frac{V_{CC} - V_{TL}}{V_{CC} - V_{TH}}\right)}$$

Der f_0 er frekvensen på signalet, V_{TH} er øvre terskelspenning, V_{TL} er nedre terskelspenning og V_{CC} er forsyningsspenning. Terskelspenningen for en Schmitt trigger er den spenningen som avgjør om signalet går høyt eller lavt.



Figur 17: Multivibrator

5.4.2 Moduleringskrets

Her valgte vi å lage en multivibrator med komparator LM311 [D.5]. Vi skal ha 50 % “duty cycle” med frekvens på 100 Hz og en med en frekvens på 400 Hz. Vi valgte $R_1=R_2=R_3=22\text{ k}\Omega$ og $R_4=2,2\text{ k}\Omega$. Vi valgte en kondensatorverdi på 47 nF, basert på kretsen fra Sergio Franco [20], som fører til at R må være:

Formel 14: Frekvensbestemmelse modulasjon [20]

$$R = \frac{1}{f_0 * C * \ln(4)}$$

$$R_{100\text{Hz}} = \frac{1}{f_0 * C * \ln(4)} = \frac{1}{100\text{Hz} * 47 * 10^{-9}\text{F} * \ln(4)} \approx 150\text{k}\Omega$$

$$R_{400\text{Hz}} = \frac{1}{f_0 * C * \ln(4)} = \frac{1}{400\text{Hz} * 47 * 10^{-9}\text{F} * \ln(4)} \approx 39\text{k}\Omega$$

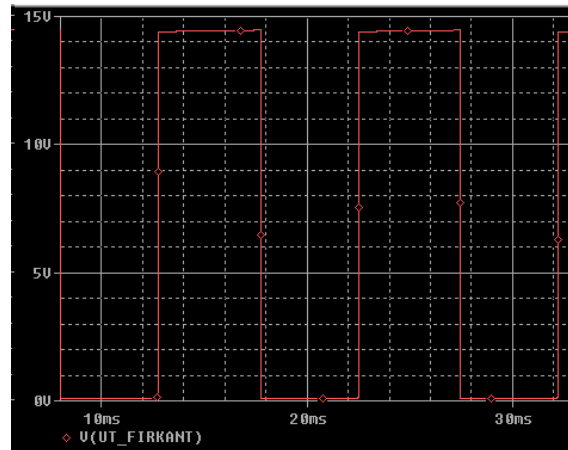
5.4.2.1 Simulering 100Hz

Her vises simuleringen av 100Hz multivibratoren.

Her er motstanden mellom inverterende inngang og utgang 150 k Ω .

Med markør leses perioden til 9,76 ms, som blir en frekvens på $f_{firkant} = \frac{1}{T} = \frac{1}{9,76 \cdot 10^{-3} s} \approx 102 \text{ Hz}$.

Høyeste verdi er 14,4 V, og laveste verdi er 110 mV. For at bryteren i DG419 skal åpnes, må spenningen være lavere enn 0,8 V. [D.3]



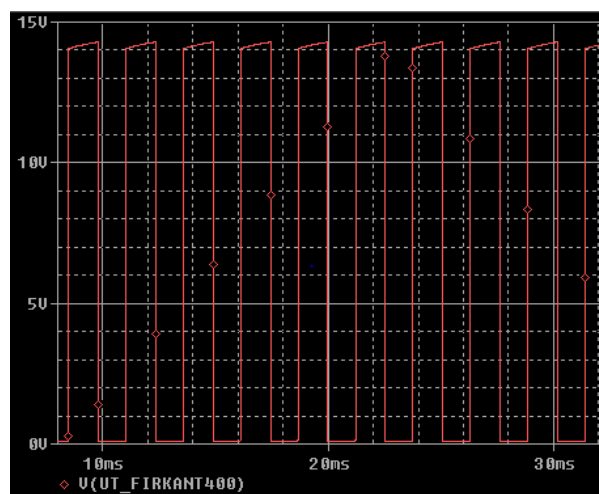
Figur 18: Simulering av 100Hz multivibrator

5.4.2.2 Simulering 400Hz

Her vises simuleringen av 400Hz multivibratoren.

Her er motstanden mellom inverterende inngang og utgang 39 k Ω .

Med markør leses perioden til 2,54 ms, som gir en frekvens på $f_{firkant} = \frac{1}{T} = \frac{1}{2,54 \cdot 10^{-3} s} \approx 394 \text{ Hz}$.



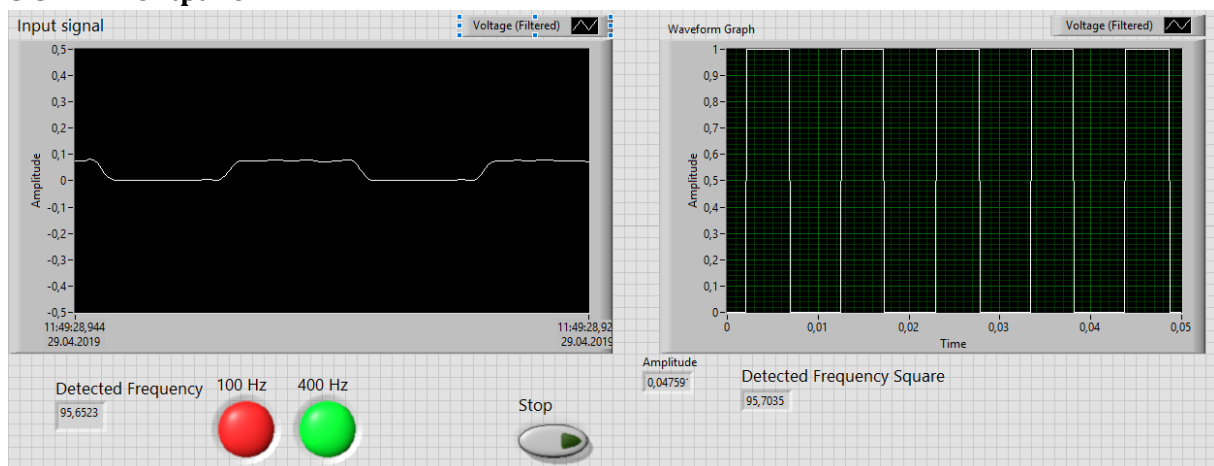
Figur 19: Simulering av 400Hz multivibrator

5.5 Programmering i Labview

Vi har brukt Labview til å filtrere ut frekvensene og å gi alarm om detektert feil. Begrunnelsen for dette er at Labview er designet for å få rask tilgang til måling, testing og datainnhenting fra hardware. Det gir muligheten til å måle utsignalet, samtidig som alarmkriterier kan programmeres. Labview og mydaq er designet av National Instrument slik at mydaq kan brukes som mottaker. [21] Labview-programmet består av et frontpanel og et blokkdiagram.

- Frontpanelet er brukerens grensesnitt, som består av kontrollpanel med måleinstrumenter og deteksjonslamper. [22]
- Blokkdiagrammet er ikke synlig for bruker - det består av kodene for å gjøre de målinger og deteksjoner. [22]

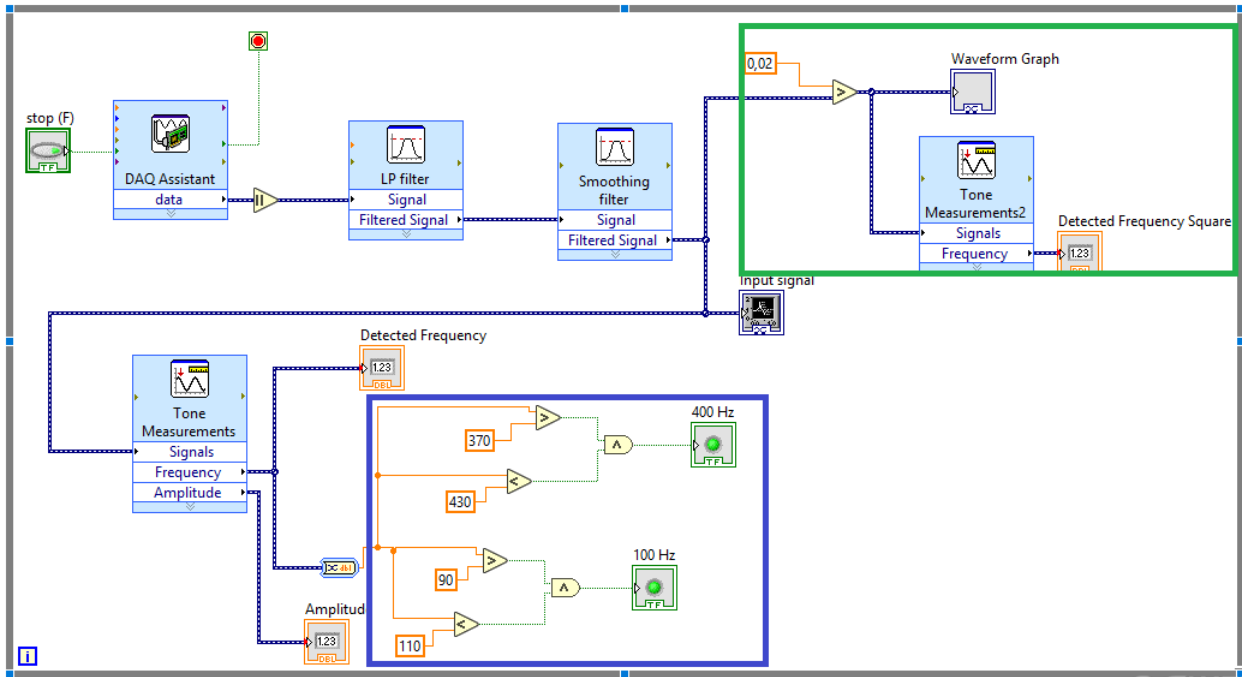
5.5.1 Frontpanel



Figur 20: Labview Frontpanel

- **Input signal:** Signalet som blir vist på skjermen, inneholder ikke bærebølgen eller rippelen.
- **Waveform Graph:** Firkantpulsene som blir lagd av firkantgenerator.
- **Lys 100 Hz:** Dersom modulasjonssignalets frekvens ligger mellom 90 Hz og 110 Hz, vil lampen lyse rødt.
- **Lys 400 Hz:** Dersom modulasjonssignalets frekvens ligger mellom 370 Hz og 430 Hz, vil lampen lyse rødt.

5.5.2 Blokkdiagram

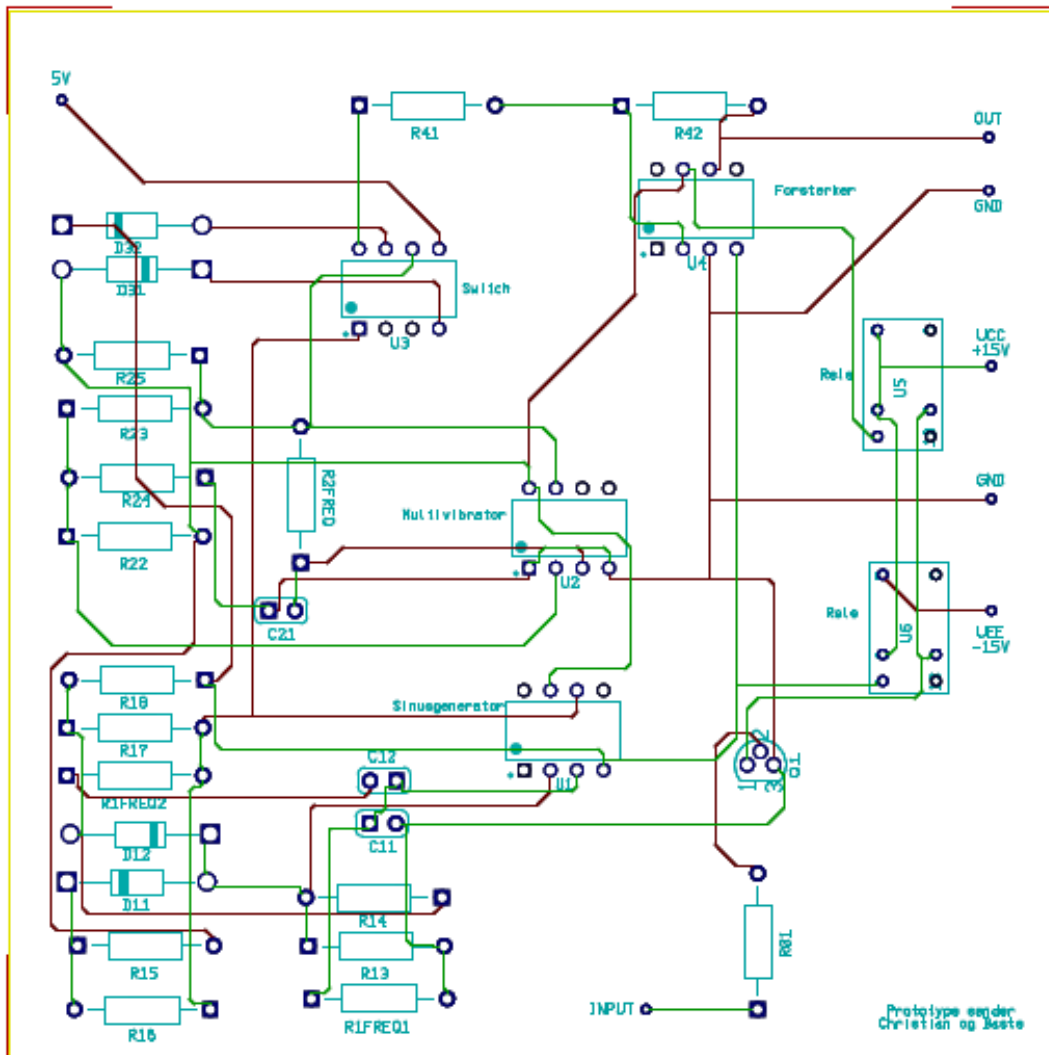


Figur 21: Labview Blokdiagram

- **LP filter:** Signalet som kommer fra daqassistant inneholder bærebølgen på 4kHz og modulasjonen som består av at bærebølgen blir slått av og på med enten 100Hz eller 400Hz . Det blir tatt absoluttverdi av signalet, før det går videre til filteret. Lavpassfilteret har øvre grensefrekvens på 1kHz. Det fører til at bærebølgen blir filtrert vekk, og det er bare modulasjonsfrekvensen som slipper gjennom.
- **Smoothing filter:** Firkant som kommer ut av lavpassfilteret inneholder rippel. Derfor brukes et smoothing filter for å fjerne rippelen.
- **Tone measurments:** Denne komponenten kan brukes til flere operasjoner; blant annet til å finne den høyeste amplituden, frekvensen og fasen. [23] I dette tilfelle brukes komponenten til å detektere frekvensen, slik at det er mulig å skille mellom de forskjellige modulasjonsfrekvensene.
- **Firkantbølgedel (Grønn rute):** I denne delen blir signalet omdannet til en firkantpuls. Dersom signalet har en amplitude høyere enn valgt verdi, vil pulsen være høy. Når signalet er lavere enn valgt verdi, vil firkantpulsen være lav. Bakgrunnen for å lage firkantpuls er fordi signalet blir modulert som enten lav eller høy.
- **Logikkdel (Blå rute):** Det siste som blir utført, er å skille mellom modulasjonsfrekvensene som blir brukt i prototypesenderen. Ettersom det er litt refleksjon, feilprosent på komponenter og mydaqen ikke måler frekvensen helt nøyaktig, er det laget en nedre og øvre frekvensgrense på signalets frekvens før en eventuell alarmering blir utført.

5.6 Kretskortdesign

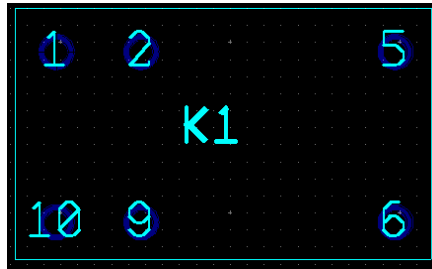
Vi brukte Multisim for å tegne kretsen, og overførte designet til Ultiboard. Fra Ultiboard plasserte vi komponentene i kretskortet, og tegnet koblingene mellom. Så ble tegningen eksportert til en «Gerber»-fil. Denne filen sendes så til firmaet som lager kretskortet. Her er det brukt firmaet «ITEAD».



Figur 22: Kretskort design

Kretskortet som blir brukt, består av to lag med kobber. Det nederste og øverste laget er skilt med et isolerende materiale. På Figur 22 er de røde koblingene i det nederste laget, mens de grønne koblingene er i det øverste laget.

I tillegg måtte vi lage «footprint» til reléne vi bruker, siden komponenten ikke lå i Multisims bibliotek. Dette ble gjort gjennom Ultiboard. «Footprint» beskriver den faktiske utformingen av pinnene til komponenten, og blir brukt i tegneprogram for å finne avstanden mellom pinner. Her ble databladet til komponenten brukt for å finne størrelsen på innpakningen og avstanden mellom pinnene. Ut ifra dette lagde vi "footprint" på Figur 21.



Figur 23: Footprint til relé

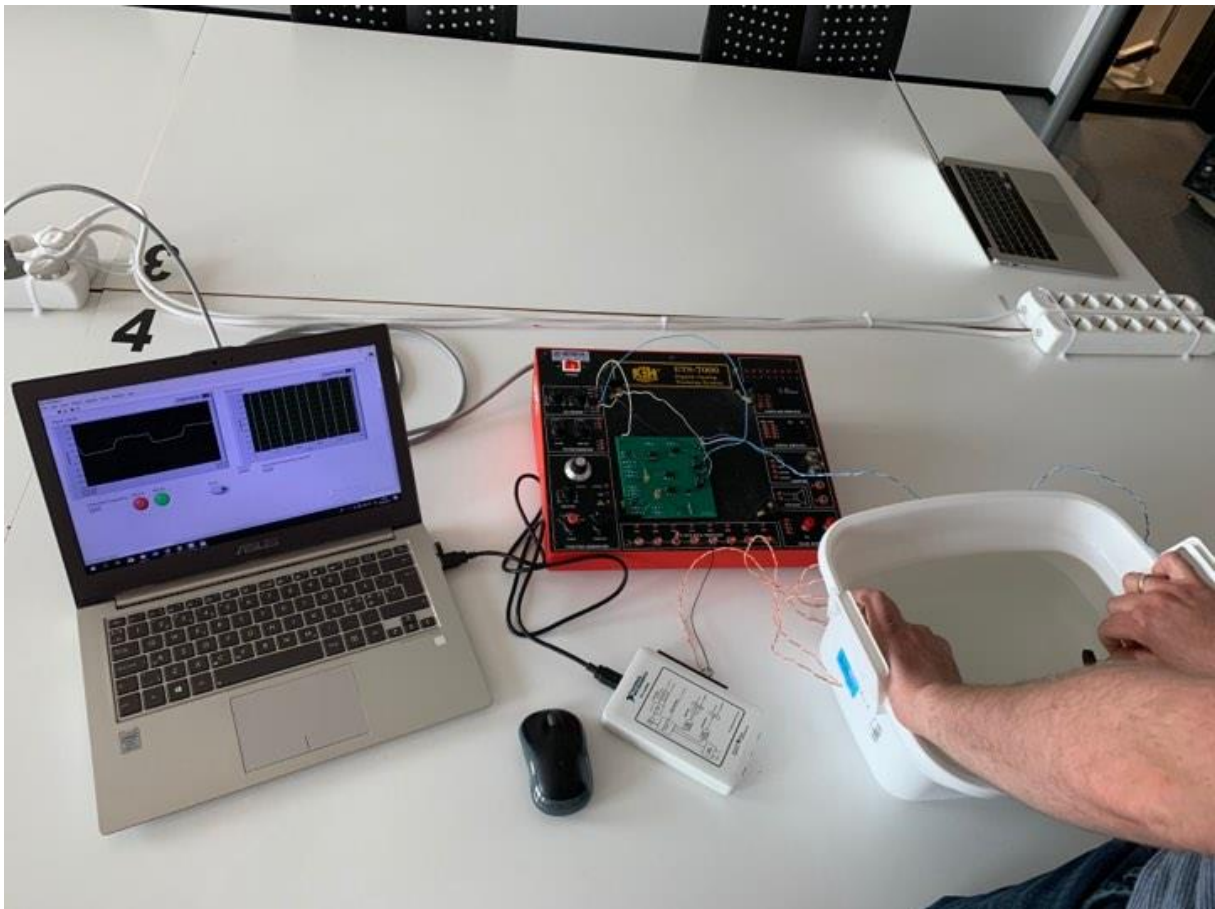
6 Testing av prototype

Etter at prototypen ble laget, har vi utført tester på den. Disse testene vil bli gjennomgått i dette kapittelet.

6.1 Testing i kar

I denne testen ønsket vi å teste at prototypen fungerer under vann, og få bekreftelse på at vi klarer å skille signalene fra hverandre. Testen ble utført på laboratoriet ved Høgskulen på Vestlandet.

Prototypen var koblet opp på koblingsbrett, der et piezo element var koblet på utgangen. Et annet piezo-element var koblet direkte til oscilloskopet.



Figur 24: Test av prototype i kar

Testen viste at vi klarer å sende et signal med $V_p = 20,6$ V og motta et signal på $V_{p-p} = 2,68$ V. Det viser også at vi klarer å skille mellom de to modulasjons frekvensene på 100 Hz og 400 Hz.

Her vises hele prototype-systemet. Elektronikken til senderen er koblet på kretskortet, og piezoelement er koblet på utgangen på kretskortet. Det andre piezoelementet er koblet til myDaq, som er programmert til å detektere frekvensene.

6.2 Testing i vannbasseng.

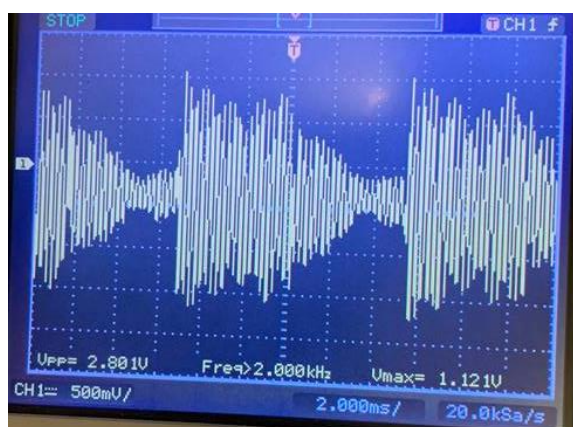
Hensikten med testen var å teste systemet på en større avstand og med mindre refleksjoner enn vi klarte i karet som ble brukt tidligere. Piezo-elementets lydtrykksnivå er på 72 dB ved "1 V_{rms} , 4 kHz, 10 cm". Når forsterkeren leverer ut 20,6 V_p , vil det gi et utsignal på $V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} = \frac{20,6}{\sqrt{2}} = 14,56$ V. Når sinussignalet har en RMS-verdi på 14,56 V vil lydtrykknivået til piezoen være på $SPL = TVR + 20LOG(V_{rms}) = 72 + 20LOG(14,56) = 95$ dB, i luft.

Testingen ble utført på Høgskulen på Vestlandet avdeling Kronstad ved marin lab. Systemets mottaker ble koblet til oscilloskopet «Agilent Technologies DSO3062A», hvor signalets amplitude og peak-peak spenningen ble målt. Dybden og avstanden testen ble utført på har en større usikkerhet grunnet stor avstand fra kanten av bassenget og ned til vannoverflaten. Selv om avstanden og dybden er unøyaktig, vil testen kunne bevise at prototypen fungerer i en skalert situasjon.

Bassengets størrelse er på 50x3x2,2 meter og rommet inneholder forstyrrende systemer som skaper støy i vannet. For at det skulle være mulig å tyde signalet mottakeren mottok var det koblet en forsterker til mottakeren, med en forsterkning på $A=150$ V/V.

Tabell 2: Testresultater av prototype i basseng

Avstand [cm]	Amplitude [V]	Peak-Peak [V]	Dybde [cm]
10	7.20	15	5
20	4	9,2	5
30	3,12	7,2	5
40	1,6	3,7	5
50	1,04	2,8	5
60	0,920	2,2	5
70	0,540	1,4	5
80	0,380	1,14	5
90	0,360	1,04	5
100	0,080	0,620	5



Figur 25: Mottatt signal etter ca. 35 cm

Testen som ble utført i bassenget viser at prototypen vil kunne sende opp mot én meter og oppta signalet bra. Siden elementet som ble brukt for sending og mottaker i prototypen ikke er bygd for undervanns bruk, vil det reelle systemet ha bedre forutsetninger for sending og mottaking.

6.3 Målinger med oscilloskop.

Målingene ble utført ved laboratoriet på Høgskolen på Vestlandet avdeling Kronstad. Kretsen var ikke tilkoblet noen form for last under målingene. For å utføre målingene ble oscilloskopet «Agilent Technologies DSO3062A» og multimeteret «MASTECH MS8268» brukt. Traineren vi benyttet var

«ETS-7000», temperaturen i luften var på 21°C og forsyningsspenningene som ble brukt til å drive kretsen var på henholdsvis +14,8 V og -14,93 V.

Tabell 3: Måleresultater for transistor og bryter

AV			På			
	Emitter	Kollektor	Base	Emitter	Kollektor	Base
B546	0	14,29 V	0,81 V	0	4,55 V	0,733 V
	Spole	Inngang	Utgang	Spole	Inngang	Utgang
G5V-1 Positiv	0	14,8 V	0	14,14 V	14,79 V	14,8 V
G5V-1 Negativ	0	-14,8 V	0	-10,14 V	-14,79 V	-14,8 V

Tabell 4: Målinger sinusgenerator og multivibrator

	Utsignal V_{p-p}	Utsignal V_p	Frekvens
Sinusgenerator	9,6 V	4,72 V	3,779 kHz
	Høy	Lav	
Multivibrator	14,8 V	80 mV	97,66 Hz

Tabell 5: Måleresultater for DG419

Styresignal			Utsignal					
	V_{min}	V_{maks}	Frekvens	V_{maks}	V_{p-p}	V_{min}	Frekvens	Modulasjon
DG419	0,6 mV	14,6 V	97,66 Hz	4,56 V	9,5 V	-4,7 V	3,77kHz	98,03 Hz

Tabell 6: Måleresultater forsterker

	Utgangssignal V_{p-p}	Utgangssignal V_{min}	Utgangssignal V_{maks}	Frekvens
Forsterker	20,6 V	-10,2 V	10,4 V	3,26 kHz

7 Fullskala-system.

Prototype-senderen kan bare operere på kortere avstand enn hva kravspesifikasjonen krever. I dette kapittelet vil vi utføre design og simulering av et fullskala-system med de avstander kravspesifikasjonen krever. Designet av fullskala-systemet vil avhenge av hvilken hydrofon som brukes som sender. Vi har derfor sammenlignet flere forskjellige hydrofoner som kan brukes og

deretter konkludert hvilken som passer best til dette formålet. Hydrofonen må ha en resonansfrekvens som ligger i området 10 kHz-40 kHz og bør være omnidireksjonell. En hydrofon som er omnidireksjonell vil sende i alle retninger, noe som gjør at det ikke er behov for stor presisjon på hvordan sender står i forhold til mottaker.

I tabellen under er det listet opp et utvalg av aktuelle hydrofoner og deres egenskaper.

Tabell 7: Oversikt over hydrofoner

Hydrofon	Produsent	Resonans frekvens	TVR uPa/V	SPL ved 20V TVR + 20log(20V)	Indre motstand [Ω]
Broadband 012 <i>D.6</i>	Chealsea technoloies group Ltd	13,5 kHz	159 dB	185 dB	20
Dualsense 012 <i>D.8</i>	Chealsea technoloies group Ltd	12,5 kHz	148 dB	174 dB	100
Broadband 030 <i>D.7</i>	Chealsea technoloies group Ltd	30 kHz	147 dB	173 dB	200
TC1037 <i>D.10</i>	Teledyne reson	7,3 kHz	148 dB	174 dB	500
TC1026 <i>D.9</i>	Teledyne reson	36 kHz	137 dB	163 dB	100

7.1 Valg av hydrofon

Kravene for resonansfrekvens er at den bør være mellom 10 kHz-40 kHz. Grunnet dette kravet utelukkes TC1037, ettersom resonansfrekvensen er på 7,3kHz. I kapittel 4.3.3.2 er det gjennomgått teori om signaltap og hvordan man skal beregne signaltapet som vil oppstå under sendingen av det akustiske signalet. I beregningene i

Tabell 8 er Formel 2, Formel 3 og Formel 4 brukt for å kartlegge signaltap og for å kunne velge hvilken hydrofon som skal brukes.

Tabell 8: Beregning av signaltap

Hydrofon	Sfærisk tap dB/5 km	Dempning dB/km	Demping etter 5 km	Dempning etter 2 km	Overføringstap etter 5 km	Signal ved mottaker
Broadband 012	70,19	1,76	8,8	3,52	78,99 dB	106,1 dB re μPa
DualSense 012	84,21	1,53	7,66	3,06	91,97 dB	82,03 dB re μPa
Broadband 030	78,54	7,09	35,49	14,18	82,03 dB	90,97 dB re μPa
TC1026	85,3	9,43	47,19	18,86	132,49 dB	30,14 dB re μPa

Disse beregningene viser at Broadband 012 og Broadband 030 er de som har sterkest signal etter 5 km, og vi har derfor valgt bort Dualsense 012 og TC1026. BroadBand 012 har et signal som er 15,13 dB sterkere enn hva Broadband 030 klarer å levere. Resonansfrekvensen til BroadBand 012 ligger i et område hvor det er ca. 60 dB støy i sjøen. Dette tallet er avlest av grafen som vises på Figur 7. Dette gir et signal til støyforhold $SNR = 106,1 - 60 = 46,1$ dB for BroadBand 012. Siden resonansfrekvensen til Broadband 030 er høyere vil det være en støy på ca. 50 dB hentet fra Figur 7. Det fører til $SNR = 90,97 - 50 = 40,97$ dB.

Tabell 9: Effektbruk i valgte hydrofoner

Hydrofon	Strømtrekk ved 20 V_{rms}	Effekt ved 20 V_{rms}	SNR
Broadband 030	100 mA	2 W	40,97 dB
Broadband 012	1 A	20 W	46,1 dB

Et av kravene fra Equinor, var at systemet skulle være energieffektivt. Dersom vi setter signalstyrke, signal til støyforhold og energieffektivitet opp mot hverandre, har Broadband 012 bedre signal til støyforhold og signalstyrke enn hva Broadband 030 har. Energieffektiviteten er derimot bedre ved bruk av Broadband 030. Ettersom signalstyrken til Broadband 030 er ~110 ganger større enn støyen, og effektforbruket er lavere enn Broadband 012, velger vi Broadband 030. Ved bruk av Broadband 030 som både sender og mottaker, vil signalet dempes til 90,97 dB etter 5 km, noe som tilsvarer $SPL \rightarrow Pa = 10^{\frac{90,97}{20}} * 1 \mu Pa = 0,03 Pa$. Dette vil gi et signal på 31 μV. Ved bruk av hydrofon med

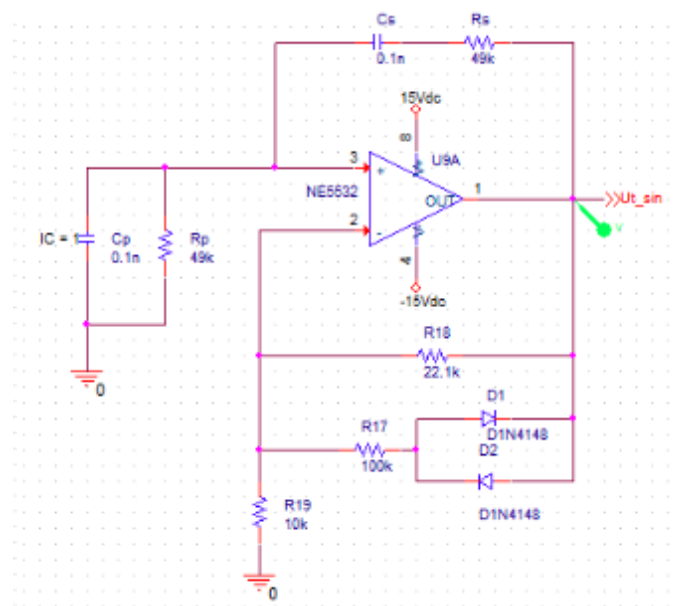
forforsterker og en forsterker for å få signalet opp til 1 V_p, vil signalet ved kontrollpanel være mer detekterbart. Broadband 030 er beregnet på å bruke som både sender og mottaker.

7.2 Design av fullskala system

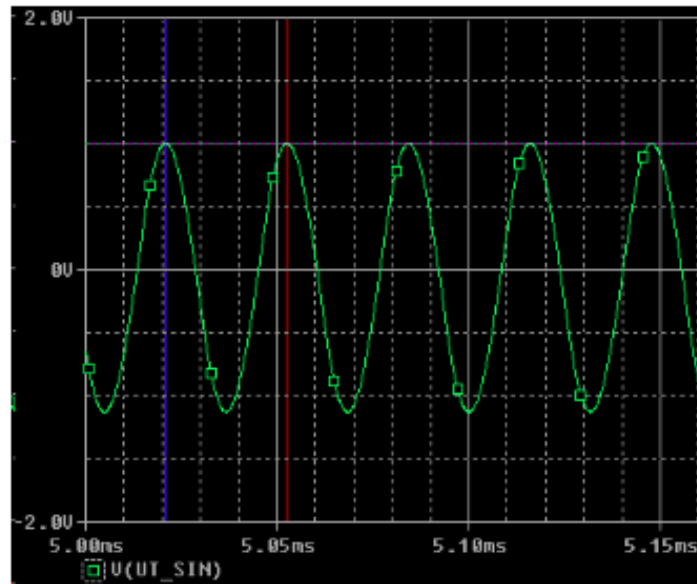
I designet av fullskala-systemet må signalgenerator og forsterker endres. Modulasjonsdel vil være lik som i prototypen. Den vil bestå av multivibrator Figur 17 og bryteren D419. Ettersom utgangssignalet fra forsterkeren skal være 20 V_{rms}, må forsyningsspenningen være på 35 Vdc, mens signalgeneratoren, multivibratoren og DG419 må ha en forsyningsspenning på 15 Vdc. Dette medfører det at det må brukes en spenningsregulator L7815CV. L7815CV har 35 Vdc som inngangsspenning og gir ut en spenning på 15 Vdc, som blir brukt som forsyningsspenning.

7.2.1 Design av signalgenerator

Hydrofonene har resonansfrekvens ved 32 kHz, uA741 har en slew rate på 0,5 V/μS. For å drive en oscillator med en frekvens på 32 kHz med en amplitude på 1 V trenger vi slew rate $SR > f * Vp * 2\pi = 32000 * 1 * 2\pi = 0,1 \text{ V}/\mu\text{S}$ Simuleringen viser at uA741 ikke kan brukes til dette formålet, derfor er det NE5532 som blir brukt, den har en SR= 13 V/μS.



Figur 26: Fullskala oscillator



Figur 27: Simulering fullskala oscillator

	Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
		X Values	5.0526m	5.0209m	31.702u
	CURSOR 1,2	V(UT_SIN)	1.0035	1.0035	6.4373u

Figur 28: Simuleringsresultat av fullskala oscillator

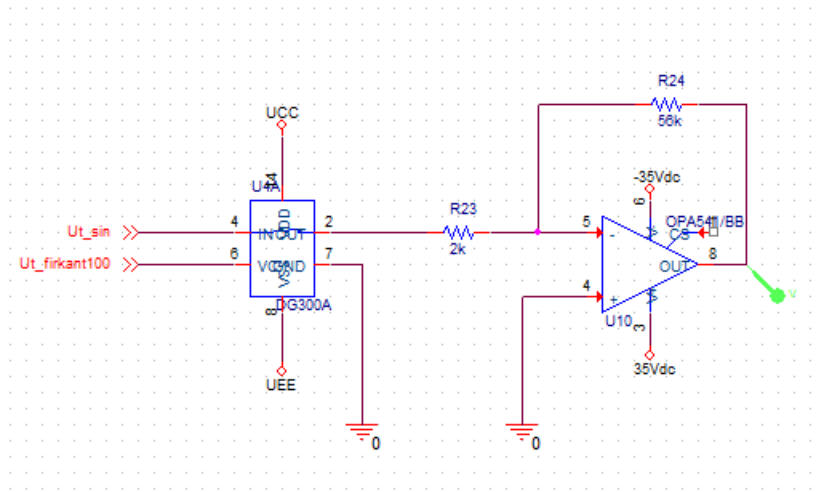
Dette viser en periode på $T=31,7 \mu\text{s}$ som gir en frekvens på 31,5 kHz og amplitude på $1 V_p$.

7.2.2 Design forsterker

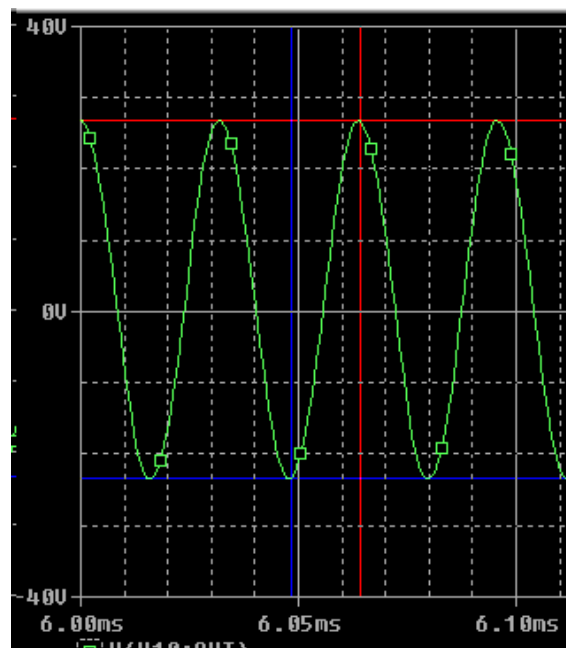
Signalet som skal forsterkes opp fra $1 V_p$ til $28 V_p$. Forsterkeren må ha en forsterkning på $A =$

$$\frac{V_{ut}}{V_{signal}} = \frac{28}{1} = 28 V/V, SR > f * V_p * 2\pi = 5.62 V/\mu s \text{ og en } GBW^5 = f * A = 896000 \text{ Hz.}$$

Operasjonsforsterkeren som blir brukt i den reelle kretsen er OPA541. Denne ble valgt fordi det er en høystrøms operasjonsforsterker og det finnes simuleringmodeller til den. Den har en $SR = 10 V/\mu s$ og en $GBW = 1.6 \text{ MHz}$ [D.11].



Figur 29: Reell forsterker med bryter

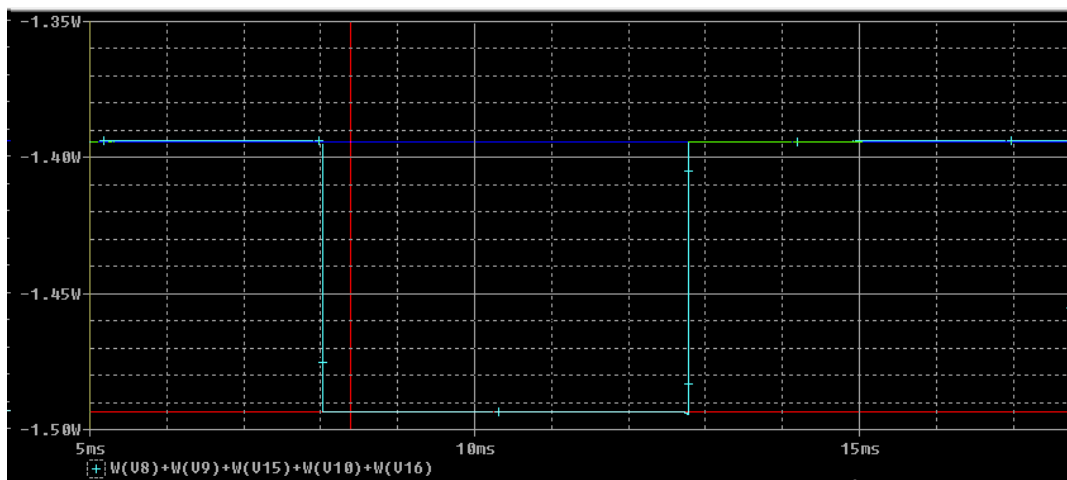


Figur 30: Simulering av forsterker

⁵ GBW: Gain bandwidth product

Simuleringen viser et utgangssignal på 26,7 V_p og en frekvens på 31,25 kHz. Det gir en RMS-verdi på 18,9 V_{RMS}.

7.2.3 Simulert effektforbruk



Figur 31: Simulert effektforbruk reell krets

Simulering av effektforbruk viser at hele systemet vil ha et maksimalt effektforbruk på 1,5 W uten tilkobling til transmitter. Når systemet er tilkoblet transmitteren vil effektforbruket øke med cirka 2 W, noe som gir et totalt effektforbruk lik 3,5 W.

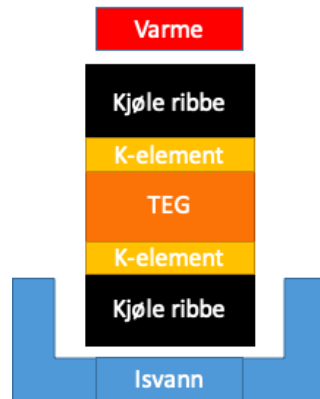
8 Test av Termoelektrisk generator

Denne testen ble utført for å se hvor høy effekt en TEG kan levere ved forskjellige temperaturer.

Det termiske elementet som ble testet er SP1848-27145. Produktbeskrivelsen sier at en temperaturdifferanse på 60 grader, vil gi en spenning på 2,4 V og en strøm på 469 mA. Størrelsen på elementet er 40x40x3,4 mm. Dette gir et overflateareal på 16cm². Det termoelektriske elementet som brukes i testen er et flatt og hardt element. Ettersom overflaten det skal festes på er rundt, medfører dette at deler av elementet ikke vil være i kontakt med røret. [24]

8.1 Utføring av test på laboratoriet

Testen ble utført ved at det ble montert en kjøleribbe på hver side av elementet. Det ble plassert en temperatursensor på kjøleribbene, slik at temperaturdifferansen kunne beregnes. Den kalde siden av TEG'en, ble plassert i et vannbad med is, slik at temperaturen holdt seg lav. Den siden som skulle varmes opp, ble oppvarmet ved hjelp av en varmepistol. TEG'ens utgang ble koblet til en motstand på 12 kΩ.



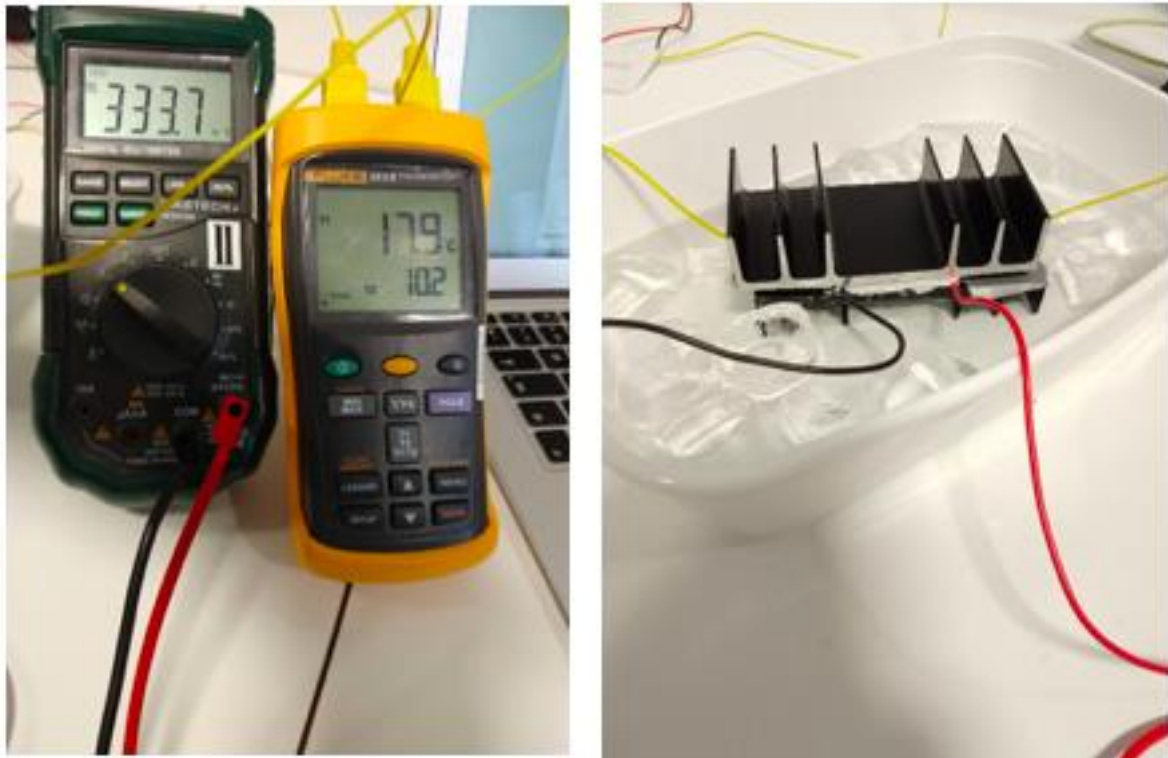
Figur 32: Oppsett for test av TEG

Spenningen over motstanden ble målt og strømmen beregnet. Målingene er utført på Høgskulen på Vestlandet avdeling Kronstad, med en lufttemperatur på cirka 20°C, måleinstrumentene som er brukt er multimeteret «MASTECH MS8268» og termometeret «Fluke 54 II B Thermometer».

Målt motstandsverdi på last: 12,02 kΩ.

Tabell 10: Måleresultater TEG- med varmpistol

Temperatur varm side	Temperatur kald side	Temperatur differanse	Spenning[V]	Strøm [mA]	Effekt [mW]
20,5	20,3	0,2	0	0	0
20,1	18,8	1,3	0,052	0,004	0,002
17,1	9,6	7,5	0,3	0,02	0,006
24,1	10,6	13,5	0,596	0,04	0,023
31,2	11,7	19,5	0,898	0,074	0,06
44,0	13,4	30,6	1,189	0,0989	0,11
56,4	16,7	39,7	1,576	0,13	0,20
71,6	25,4	46,2	2,095	0,17	0,35
83,8	30,9	52,9	3,891	0,32	1,24



Figur 33: TEG testoppsett

9 Diskusjon

Fremdriften sett opp mot fremdriftsplanen som ble presentert under forprosjektet, viser at vi ligger foran planen. Grunnen til dette er at arbeidet med å bygge prototypen og utførelse av beregninger gikk fortere enn planlagt. I tillegg brukte vi ekstra mange timer i begynnelsen, for å ha mest mulig unnagjort til eksamensperioden. Testingen tok lenger tid enn planlagt. Grunnen til dette er at det ble utført flere tester enn planlagt, og det ble en del venting på testutstyr. Arbeidet med teoriinnhenting ble fordelt mellom gruppemedlemmene, noe som har ført til at hvert medlem har jobbet med forskjellige aspekter innenfor teorien. For å utføre oppgaven var det nødvendig å finne teori om undervannsakustikk, siden vi ikke hadde noen kunnskap om dette fra tidligere. Det ble brukt en del tid på å finne teori som både var pålitelig og forståelig.

9.1 Konstruksjon og design

Når prototypen skulle realiseres, hadde vi problemer med å få lånt utstyr av skolen for å kunne teste og utføre målinger av systemet. Komponentene som ble benyttet for å konstruere prototypen har vært det som var tilgjengelig for oss. Ved design av kretskortet manglet det to koblinger i kretstegningen, men etter en del feilsøking ble feilene funnet og rettet opp på de allerede

eksisterende kortene. Grunnen til at det ble brukt piezoelektrisk element istedenfor hydrofon, er på grunn av manglende finansiering. Prisen for en hydrofon ligger fra ca. 15 000 kr og oppover.

Prototypens modulasjonsmetode er amplitude shift keying. Hovedprinsippet med denne metoden er å skape en høy og en lav verdi av bærebølgen. Dersom man ser på Figur 25 ser man at det er etterklang i piezo-elementet. Dette kan føre til at den høye perioden vil være lenger, og den lave perioden være kortere enn hva de skal være. Noe som kan føre til deteksjonsproblemer. Ut ifra målingene og testene som er utført, har vi diskutert om dette er den rette metoden for å modulere signalet. Utførelse av amplitude shift keying har en begrensning på hvor høy frekvens modulasjonssignalet kan ha før det ikke lenger kan skilles mellom høyt og lavt signal. Siden oppgaven krever et enkelt ping-signal, mener vi at amplitude shift keying vil være bra nok for dette formålet. Dersom det skal legges mer informasjon på bærebølgen, vil mer avanserte modulerings teknikker sannsynligvis være nødvendig.

Et alternativ til å oppnå amplitude shift keying på, er å bruke en forsterker med shutdown muligheter. Da trengs det ikke analoge switch for å modulere signalet, og kan heller oppnå moduleringen i forsterkeren.

9.1.1 Komponentvalg

Under konstruksjonen av prototypen, var målet å gjøre den billigst mulig. Derfor gikk vi gjennom komponentene som var tilgjengelig på skolen for å finne ut hvilke av disse som kunne brukes.

Operasjonsforsterkeren uA741 som er brukt til å designe forsterker, multivibrator og signalgenerator, har høy nok GBP og SR for prototypens formål. Da fullskalasystemet skulle designes var det høyere krav for både SR og GBP. Det ble derfor brukt en NE5532 for å designe signalgeneratoren. Det er også en mulighet å bruke operasjonsforsterkere som ADHV4702-1 som har en $SR = 74V/\mu s$.

Multivibratoren bruker fortsatt komparatoren LM311. For å designe forsterkeren som skulle levere $20V_{rms}$, hadde vi krav om at operasjonsforsterkeren skulle klare tilnærmet «rail-to-rail» utgang, forsyningsspenningen måtte være minimum 30 V og at den har høy nok SR og GBP.

Operasjonsforsterkeren som ble valgt er OPA541, men den må ha +/-35V forsyningsspenning fordi den ikke kommer så tett opp mot rail. Det er flere operasjonsforsterkere som oppfyller kravene, men for OPA541 ligger det også ute en simuleringsmodell, slik at det er mulig å simulere fullskala-systemet. Andre muligheter som ligger nærmere rail og sannsynligvis er bedre er OPA549, OPA551.

Prisen på elektronikk og hydrofon til det reelle systemet er på cirka 50 274 kr [D.14]. Prisen vil muligens bli lavere dersom man får en avtale på en større mengde hydrofoner. Prisen som er brukt for hydrofonen er Broadband 030 fra Chelsea Technologies Group LTD. Vi har fått pris på billigere hydrofoner, men med for høy resonansfrekvens. Dette viser at det kan være mulig å finne hydrofoner som kan brukes og er billigere, men andre produsenter har ikke svart oss på

prisforespørsler. Elektronikkdelen av kretsen er relativt billig, så den største kostnaden ligger i hvilken hydrofon man velger. Prisen på et ferdig produkt sett opp imot kostnadsbesparelsen vil gjøre at denne løsningen har en forsvarlig pris.

9.2 TEG-test

Før testingen av termoelementet drøftet vi hvordan vi burde gjennomføre selve testen. Hovedidéen med testingen var å kunne teste hvor høy strøm og spenning elementet klarte å levere ved forskjellige temperaturforskjeller. Temperaturen skal måles ved hjelp av K-elementer. Disse brukte vi på grunn av nøyaktigheten deres, at de tåler høye temperaturer og at de har liten fysisk størrelse. Det var utfordringer med hvordan elementets ene side skulle varmes opp samtidig som den andre siden skulle holde en tilnærmet konstant lav temperatur. Det ble vurdert flere forskjellige måter å utføre testen på, blant annet ved bruk av en kjøleribbe og et varmeelement som var koblet på hver side av termoelementet. Ulempen med bruk av varmeelement, er at den kalde siden vil være romtemperatur. Den andre metoden som ble vurdert, og vi endte opp med å bruke, var bruk av kjøleribber montert på begge sider av termoelementet. Den kalde siden ble plassert i vannbad med isbiter og den varme siden ble varmet opp med varmepistol. Ulempen med bruk av varmepistol til oppvarming, er at når elementet blir varmet opp av varmepisolen, ble k-elementet på kaldsiden også oppvarmet. Dette førte til at temperaturen på den kalde siden kan være lavere enn hva som blir avlest i testen, i faktisk bruk.

9.3 Videreutvikling

Videre studie for å få et ferdig fullskala-system er å:

1. bygge termoelektriske elementet slik at det kan brukes under vann. Det må velges energibank og lages programvare og forsterker til en mottaker.
2. konstruksjon og utførelse av en fullskalert test av det reelle systemet.
3. undersøke en enkel og pålitelig metode for deteksjon av manglende katodisk beskyttelse.
4. konstruere innkapsling til hele systemet.

Utover hva Equinor ønsker, kan en videre oppgave være å lage et undervanns-kommunikasjonssystem som overfører større mengder informasjon, hvor det er mer fokus på selve overføringen og eventuell informasjon som kan ligge i signalet.

Eksempel på funksjoner kommunikasjonsnettverket kan ha er:

- å kunne kommunisere med sender: Sende et "request" signal til sensoren, der den vil svare med status, verdier osv. Signalet kan for eksempel inneholde: lokasjon (ID), verdier, batteristatus og ladeeffekt.

- Lage kommunikasjonsnettverk der forskjellige system kan motta feil fra andre systemer og videresende dem.

10 Konklusjon

Opgaven og prosjektet gitt av Equinor var åpen fra deres side. Kravspesifikasjonen som ble definert under arbeidet med forprosjektet; kravene er at det skal defineres en måte å utføre kommunikasjonen etter at sensoren har detektert en feil, og at kommunikasjonssystemet skal være energieffektivt. Undervannsakustikk er brukt som kommunikasjonsmetode, og ut fra kravspesifikasjonen skulle det konstrueres og realiseres en skalert prototype og utføres beregninger for et fullskalasystem.

Prototypen som er konstruert, har blitt testet opp til én meter avstand mellom sender og mottaker. Derfor kan det konkluderes med at prototypen fungerer optimalt opp til den avstanden. Under testingen av prototypen, ble 100 Hz modulering brukt, og det viste at det er synlig modulering ved oscilloskopet etter én meter. Prototypen inneholder også en mottaker som skiller mellom to forskjellige modulasjonsfrekvenser 400 Hz og 100 Hz. Dette er testet i et kar, hvor det var en avstand på cirka 30 cm mellom sender og mottaker. Prototypens mottaker kan derfor detektere forskjellen mellom de forskjellige modulasjonsfrekvensene på en avstand på minst 30 cm. Prototypens simulerte effekt er på 600 mW, og siden et 9V batteri vil kunne levere 10 Wh og 1200 mAh og prototypen har et gjennomsnittlig trekk på 40 mA, så vil batteriet i teorien kunne levere nok til å drive systemet i 30 timer.

For design av fullskala systemet er det utført teoretiske beregninger og simuleringer på at fullskala system vil fungere. Ut ifra beregningene vil senderen sende et signal på 173 dB re 1 μ Pa og mottakeren vil motta et signal med SPL 90,97 dB re 1 μ Pa. Dette gir en SNR på 40,97 dB. Det mottatte signalet er på 31 μ V. Ved hjelp av en forforsterker og en forsterker, slik at signalet ligger rundt 1 V, vil det ut ifra teoretisk beregning og simulering kunne sendes opp til 5 km.

Fullskalasystemet har et simulert effektforbruk på 3,5W, og systemet har derfor et gjennomsnittlig trekk på 100 mA. I teorien vil et 9V ha nok energi til å drive systemet i 12 timer.

TEG-testen som ble utført viser at elementene leverer en effekt på 1,216 mW ved en temperatur differanse på 52,9°C. Dersom vi tar utgangspunkt i Troll-feltet, har flowen i rørene en temperatur på ca. 60°C og sjøen en temperatur på ca. 4°C. Dette medfører at høyest teoretiske temperaturdifferanse er ca. 56°C. I praksis må man sannsynligvis regne med en temperaturdifferanse noe lavere enn 56°C. På bakgrunn av våre undersøkelser og tester mener vi at bruk av termoelektrisk generator for forsyning av energi vil fungere. Type, antall og størrelse på elementene kan justeres for å oppnå stor nok effekt. Elementet som er brukt i testen er et billig element, og det finnes mer effektive element.

Vi mener at vårt løsningsforslag for fullskalasystem med fordel kan videreutvikles, og at denne kommunikasjonsmetoden kan være med på å erstatte behov for ROV-undersøkelser av subsea-utstyr.

Referanser

- [1] equinor, «equinor.com,» [Internett]. Available: <https://www.equinor.com/no/about-us.html>. [Funnet 14 01 2019].
- [2] equinor, «equinor.com,» [Internett]. Available: <https://www.equinor.com/no/magazine/the-final-frontier.html>. [Funnet 19 01 2019].
- [3] T. D. Rossing, «Springer handbook of acoustics,» New York, N.Y., Springer, 2007, pp. 149-203.
- [4] Measurement Specialties, inc., «Piezo Film Sensors, Technical Manual,» Norristown, PA, 1999.
- [5] H. J. Frode Lorentzen, «Piezoelektrisk strømforsyning for engangsbruk,» FFI, Kjeller, 2004.
- [6] Physik Instrumente, «physikinstrumente.com,» [Internett]. Available: <https://www.physikinstrumente.com/en/technology/piezo-technology/fundamentals/>. [Funnet 30 1 2019].
- [7] G. M. Wenz, «Acoustic Ambient Noise in the Ocean: Spectra and Sources,» *The Journal of the Acoustical Society of America*, p. 21, Desember 1962.
- [8] S. K. o. P. P. B. Yamini Kularia, «Analyzing propagation delay, transmission loss and signal to noise ratio in acoustic channel for Underwater Wireless Sensor Networks,» i *IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, Delhi, 2016.
- [9] A. R. F. A. B. C. o. J. V. S. Lawrence E. Kinsler, «Fundamentals of Acoustics,» i *Fundamentals of Acoustics*, John Wiley & Sons, Inc., 1950, pp. 226-228.
- [10] R. A. Hayati Mamur, «Thermoelectric generators in renewable energy,» *International Journal of Renewable Energy Research*, p. 9, 28 01 2014.
- [11] Ø. Grøn, «www.snl.no,» Forreningen SNL, 15 02 2009. [Internett]. Available: <https://snl.no/seebeckeffekt> . [Funnet 05 02 2019].
- [12] «www.wikipedia.org,» Wikipedia, 01 02 2019. [Internett]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Thermoelectric_effect. [Funnet 06 02 2019].
- [13] Ø. Grøn, «www.snl.no,» Forreningen SNL, 14 02 2009. [Internett]. Available: <https://snl.no/peltiereffekt> . [Funnet 05 02 2019].
- [14] M. A. Bhagyaveni, Introduction to Analog and Digital Communication, Volume 46 red., Aalborg: River Publishers, 2016.

- [15] L. Lundheim, «www.snl.no,» Store norske leksikon, 26 01 2018. [Internett]. Available: <https://snl.no/amplitudemodulasjon>. [Funnet 13 03 2019].
- [16] H. Øverby, «www.snl.no,» Store norske leksikon, 20 2 2018. [Internett]. Available: https://snl.no/ASK_-_Amplitude_Shift_Keying. [Funnet 14 03 2019].
- [17] L. Lundheim, «www.snl.no,» Store norske leksikon, 01 26 2018. [Internett]. Available: <https://snl.no/frekvensmodulasjon>. [Funnet 13 03 2019].
- [18] electronics-tutorial, «www.electronics-tutorials.ws,» ASPENCORE, [Internett]. Available: https://www.electronics-tutorials.ws/transistor/tran_4.html. [Funnet 06 02 2019].
- [19] electronicshub, «www.electronicshub.org,» 18 02 2015. [Internett]. Available: <https://www.electronicshub.org/transistor-as-switch/>. [Funnet 08 02 2019].
- [20] S. Franco, «Design with Operational Amplifiers and Aalog Integrated Circuits,» i *Design with Operational Amplifiers and Aalog Integrated Circuits*, New York, McGraw-Hill Education, 2015.
- [21] National instrument, «www.ni.com,» National Instruments, [Internett]. Available: <http://www.ni.com/en-no/shop/labview.html>. [Funnet 27 02 2019].
- [22] National Instruments, «www.ni.com,» National Instruments, [Internett]. Available: <http://www.ni.com/getting-started/labview-basics/environment#frontPanel>. [Funnet 27 02 2019].
- [23] National Instruments, «www.ni.com,» National Instruments, [Internett]. Available: http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/371361P-01/lvexpress/tone_measurements/?fbclid=IwAR2sOlczFOPraQfFZlZQnsoYtDWcUdBHV6oWBKkWT2oHrsfdeCYHOv7kRk. [Funnet 27 02 2019].
- [24] Banggood, «www.banggood.com,» Banggood, [Internett]. Available: https://www.banggood.com/40x40mm-Thermoelectric-Power-Generator-Peltier-Module-TEG-High-Temperature-150-Degree-p-1005052.html?gmcCountry=NO¤cy=NOK&createTmp=1&utm_source=googleshopping&utm_medium=cpc_union&utm_content=2zou&utm_campaign=ssc-no-en-all&gclid=CjwKCAiAsoviBRAoEiwATm8OYMcTkBmFTd7xoyjUlfuwIDKYNIff_un_ku5U5dd02N6uFAQJ80-EXBoChvcQAvD_BwE&cur_warehouse=CN. [Funnet 04 03 2019].
- [25] HiB, UiB, NHH, UiO og Nasjonalbiblioteket, «Søk og Skriv,» 12 12 2014. [Internett]. Available: <http://sokogskriv.no/>. [Funnet 12 12 2014].

Appendiks A Forkortelser og ordforklaringer

Subsea: Bransjebegrep som benyttes av undervannsutstyr.

ROV: Remotely operated vehicle

Katodisk beskyttelse: En måte å beskytte utstyr mot rust.

Transduser: En enhet som omformer energi fra en form til en annen.

Transmitter: Sender

Hydrofon: Undervanns mikrofon.

SR: Slew rate, endringen av spenning per tid.

GBW: Gain bandwidth product, produktet av en forsterkers båndbredde og forsterkning.

SPL: Sound pressure level, under vann er referanseverdien 1uPa og i luft er den 20uPa.

OpAmp: Operasjonsforsterker, elektronisk forsterker, høyt gain, stor inngangsmotstand, lav utgangsmotstand.

TEG: Termoelektrisk generator

TEC: Termoelektrisk cooler

SONAR: Sound navigation and ranging.

Pinge sekvens: Et kort signal med fast frekvens.

BJT: Bipolar junction transistor

NPN: N-dopet, P-dopet, N-dopet

BOM: Bill of material

Ca: cirka

TVR: transmitt voltage respons, overføringsresponsen til en undervannstransduser i forhold til spenning.

Appendiks B Prosjektledelse og styring

B.1 Prosjektorganisasjon

Ettersom at vi er en gruppe på to personer vil det ikke være behov for prosjektleder. Vi har i samarbeid kommet frem til at vi blir å jobbe på skolen hver dag, det vil føre til at den største formen for kommunikasjon vil skjer på skolen og gjennom muntlig form. Dersom en av deltagerne utfører noen form for funn eller arbeid utover det vi gjør på skolen, vil det bli skrevet i loggboken og formidlet til den andre parten når vi møtes på skolen. Det skal bli skrevet logg og timeliste hver eneste dag vi er på skolen og gjør noen form for arbeid, dette vil føre til at vi har oversikt over hva som er gjort til enhver tid.

Den skriftlige delen av hovedoppgaven vil bli fordelt gjennom møtene på skolen etter hvert. Den største delen av det skriftlige arbeidet vil skje på skolen hvor vi kan diskutere og utføre drøftingen sammen før en av oss skriver det ned.

B.2 Fremdriftsplan

Tabell 11: Fremdriftsplan

		Uke	w2	w3	w4	w5	w6	w7	w8	w9	w10	w11	w12	w13	w14	w15	w16	w17	w18	w19	w20	w21	w22	w23	w24	w25	
		Man	7/1	14/1	21/1	28/1	4/2	11/2	18/2	25/2	4/3	11/3	18/3	25/3	1/4	8/4	15/4	22/4	29/4	6/5	13/5	20/5	27/5	3/6	10/6	17/6	
		Fre	11/1	18/1	25/1	1/2	8/2	15/2	22/2	1/3	8/3	15/3	22/3	29/3	5/4	12/4	19/4	26/4	3/5	10/5	17/5	24/5	31/5	7/6	14/6	21/6	
#	Aktivitet	Fram drift																									
5	Omfang og gjennomføring	80 %			ψ	ψ	Σ																				
6	Budsjettering	100 %			θ																						
7	Forstudie innlevering	0 %					Δ																				
8	Innhenting av teori	0 %		ψ	ψ	ψ	ψ	Y	Y	Y	Y	Σ															
9	Utforming av mulige løsninger	80 %			ψ	Σ																					
10	Vurdering av løsningene	50 %				ψ	Σ																				
11	Valgt løsning	0 %					Δ																				
12	Beregninger	0 %						Y	Y	Y	Y	Σ															
13	Prototype	0 %									Y	Y	Y	Y	Σ												
14	Prototype ferdig	0 %													Δ												
15	Testing	0 %														Y											
16	Analyse av testing	0 %																Y									
17	Midtveis presentasjon	0 %													Δ												
18	Bachelor oppgave seminar	0 %																				Y	Σ				
19	Bachelor oppgave ferdig	0 %																									
20	Bachelor oppgave innlevering	0 %																									
21	Bachelor oppgave presentasjon	0 %																						Δ			
22	EXPO / Avslutningsfest	0 %																							Σ	Σ	Σ

Tabell 12 Revidert fremdriftsplan

		Uke	w2	w3	w4	w5	w6	w7	w8	w9	w10	w11	w12	w13	w14	w15	w16	w17	w18	w19	w20	w21	w22	w23	w24	w25	
		Man	7/1	14/1	21/1	28/1	4/2	11/2	18/2	25/2	4/3	11/3	18/3	25/3	1/4	8/4	15/4	22/4	29/4	6/5	13/5	20/5	27/5	3/6	10/6	17/6	
		Fre	11/1	18/1	25/1	1/2	8/2	15/2	22/2	1/3	8/3	15/3	22/3	29/3	5/4	12/4	19/4	26/4	3/5	10/5	17/5	24/5	31/5	7/6	14/6	21/6	
#	Aktivitet	Fram drift																									
1	Møte med veileder	100 %		θ		θ		θ		θ		θ		θ		θ		θ		θ		θ		θ		θ	
2	Møte med equinor	100 %		ψ	θ																						
3	Definering av oppgaven	100 %		ψ																							
4	Dokumentasjonskrav og faglige elementer	100 %																									
5	Omfang og gjennomføring	100 %			ψ	ψ	Σ																				
6	Budsjettering	100 %			θ																						
7	Forstudie innlevering	100 %					Δ																				
8	Innhenting av teori	100 %		ψ	ψ	ψ	ψ	Y	Y	Y	Y	Σ															
9	Utforming av mulige løsninger	100 %			ψ	Σ																					
10	Vurdering av løsningene	100 %				ψ	Σ																				
11	Valgt løsning	100 %					Δ																				
12	Beregninger	100 %						Y	Y	θ	Y	Y															
13	Prototype	100 %									Y	θ	Y	Y	Σ												
14	Prototype ferdig	100 %										θ			Δ												
15	Testing	100 %														Y											
16	Analyse av testing	100 %																Y									
17	Midtveis presentasjon	100 %																									
18	Bachelor oppgave seminar	100 %																									
19	Bachelor oppgave ferdig	100 %																									
20	Bachelor oppgave innlevering	100 %																									
21	Bachelor oppgave presentasjon	0 %																									
22	EXPO / Avslutningsfest	0 %																									

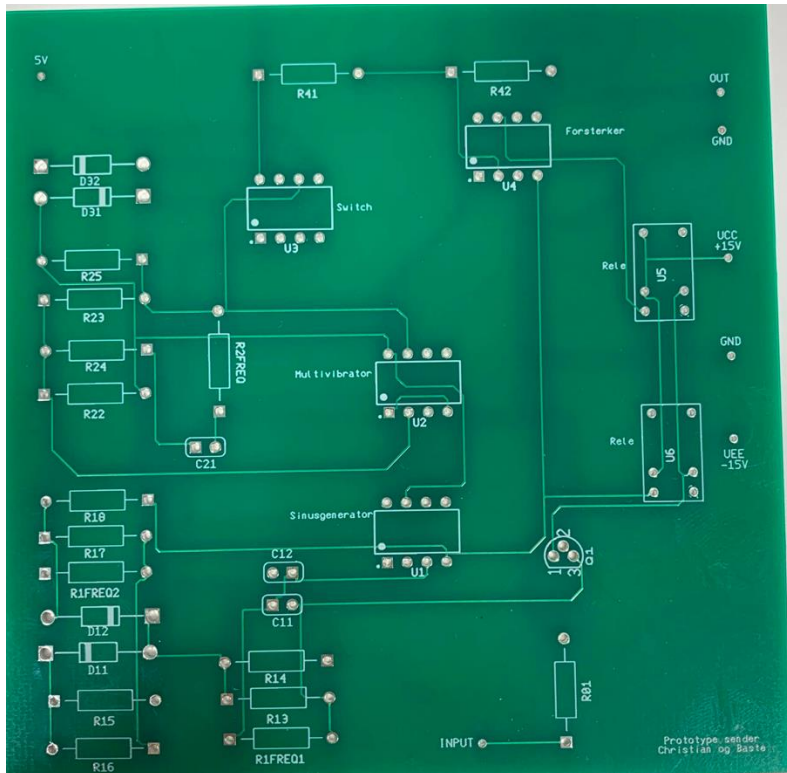
Tabell 13 Beskrivelse av fremdriftsplan

Ferdig	θ
Under arbeid	ψ
Planlagt arbeid	Y
Milepæl	Δ
Frist	Σ
Påske	

Vi har avtalt korte møter med veileder hver uke, for å diskutere fremdrift og eventuelle problemer som kan ha oppstått. Innad i gruppen møtes hver dag.

Appendiks C Brukerdokumentasjon

C.1 Brukerdokumentasjon



Figur 34: Kretskort

Kretskortet vi bestilte inneholder to feil, motstand R14 skal kobles fra den sirkulære tilkoblingen på R14 til den firkantede tilkoblingen på R16 istedenfor den viste plasseringen. Pinne nummer 3 på u3 skal kobles til jord, enkleste måten å gjøre det på er å strekke en ledning fra pinne 3 u3 til GND for utgangen.

- 5v: tilkoblingen 5V skal være tilkoblet 5V forsyning for å være med å drive DG419 som på kretskortet går under navnet u3.
- INPUT: inntatt signalet må være på 5V, dersom man ønsker å ha en høyere eller lavere spenning som input, endrer man motstanden R01 ved å følge Formel 6.
- UEE: tilkobling for -15V
- UCC: tilkobling for 15V
- GND: jordtilkobling
- OUT og GND: tilkobling for utgangssignalet "piezoelementet".

	Quantity	Description	RefDes	Package	Type	sol	Vend
1	2	OPAMP, 741	U1, U4	IPC-2221A/2222/DIP-8			No
2	4	DIODE, 1N4001G	D11, D12, D31, D32	ON Semiconductor/Axial Lead-2(CASE 5 9-10J)			No
3	1	COMPARATOR, LM311N	U2	IPC-2221A/2222/N08E			No
4	1	UserDef, DG419	U3	IPC-2221A/2222/DIP-8			No
5	2	RESISTOR, 39kΩ	R1freq1, R1freq2	IPC-2221A/2222/RES1300-700X250			-
6	1	RESISTOR, 10kΩ	R13	IPC-2221A/2222/RES1300-700X250			-
7	6	RESISTOR, 22kΩ	R14, R15, R18, R22, R23, R24	IPC-2221A/2222/RES1300-700X250			-
8	2	RESISTOR, 3kΩ	R16, R17	IPC-2221A/2222/RES1300-700X250			-
9	2	RESISTOR, 2.2kΩ	R25, R42	IPC-2221A/2222/RES1300-700X250			-
10	1	RESISTOR, 1kΩ	R41	IPC-2221A/2222/RES1300-700X250			-
11	1	RESISTOR, 150kΩ	R2freq	IPC-2221A/2222/RES1300-700X250			-
12	2	UserDef, G5V-1	U5, U6	Ultiboard/G5V-1 footpr			No
13	1	BJT_NPN, BC546BP	Q1	Generic/TO-92			No
14	1	RESISTOR, 61.9kΩ	R01	IPC-2221A/2222/RES1300-700X250			-
15	2	CAPACITOR, 1nF	C11, C12	IPC-2221A/2222/CAPR250-500X250X55 0			-
16	1	CAPACITOR, 47nF	C21	IPC-2221A/2222/CAPR250-500X250X55 0			-

Figur 35: BOM

Dersom det er behov for endring av frekvens på signalet, er det motstandene R1freq1 og R1freq2 som skal endres i henhold til . Vi satt $C_P=C_S=C$ og $R_P=R_S=R$, og valgte $C=1$ nF.

Formel 12: R_{freq} for signal generator

$R_{freq} = \frac{1}{2\pi * f * C}$. Modulasjonsfrekvensen styres av motstanden R2freq, endring av

modulasjonsfrekvensen utføres ved å endre R2freq etter Formel 14. Operasjonsforsterkeren som er brukt er uA741, denne har en begrensing på gain bandwidth produkt og slewrate, dette medfører at dersom frekvensen og signalstyrken økes betraktelig vil det være nødvendig å bytte den ut med for eksempel en NE5532. uA741 har en GBW= 1MHZ og SR= 0.5V/μS, dette fører til at ved signalstyrke

på 5V vil maksimal frekvens være $f_{maks} = \frac{SR}{V_p * 2\pi} = \frac{0.5V/\mu S}{5V * 2\pi} = 15.9kHz$.

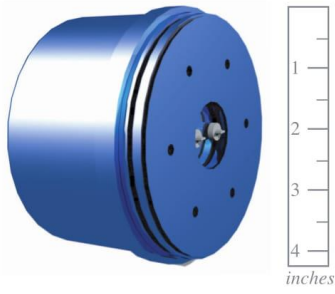
Appendiks D Vedlegg

D.1 Vedlegg 1: Datablad til ITC-3013

Model ITC-3013

Transponder/Underwater Communications Transducer

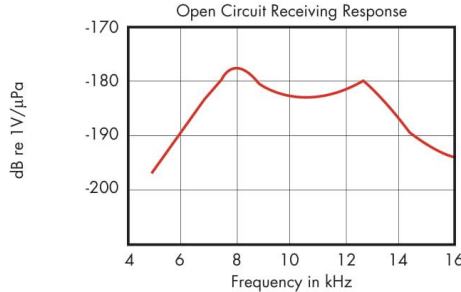
The Model ITC-3013 is one of a family of versatile transducers that can be utilized in transponder, beacon and underwater communications systems. It is a low cost unit that offers highly efficient broadband transmission and reception with a hemispherical beam pattern.



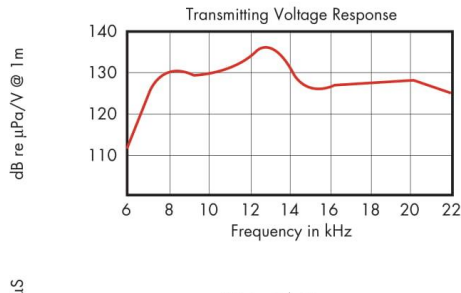
Specifications (Nominal)

Resonance Frequency f_r	12.5 kHz
Depth	Unlimited
Envelope Dimensions (in.)	3.1D x 4.25H
TVR at f_r	137 dB// μ Pa/V@1m
Beam Width (-3dB) at f_r	260 deg
Beam Type	Hemispherical
Input Power	330 watts

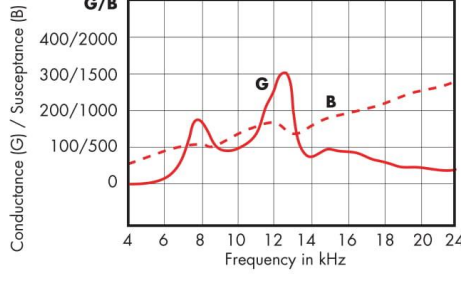
Open Circuit Receiving Response

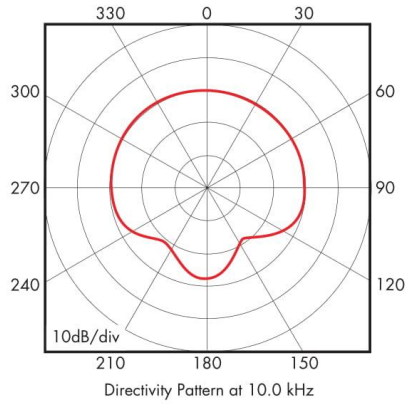


Transmitting Voltage Response




Water Admittance





Directivity Pattern at 10.0 kHz



International Transducer Corporation

869 Ward Drive, Santa Barbara, CA 93111
805.683.2575 • 805.967.8199 FAX

www.itc-transducers.com

D.2 Vedlegg 2: Datablad til G5V-1

G5V-1

Low Signal Relay

Ultra-miniature, Highly Sensitive SPDT Relay for Signal Circuits

- Ultra-miniature at 12.5 × 7.5 × 10 mm (L × W × H).
- Wide switching power of 1 mA to 1 A.
- High sensitivity: 150 mW nominal coil power consumption.
- Fully-sealed construction offering environment resistance.
- Conforms to FCC Part 68 requirements for coil to contacts.
(1,500 V, 10 × 160 μs)
- Models for ambient temperatures up to 90°C added to series.

RoHS Compliant

Model Number Legend

G5V-□-□
1 2

1. Number of Poles/Contact Form

1: 1-pole/SPDT (1c)

2. Classification

None: Standard (Ambient operating temperature 70°C max.)

T90: Ambient operating temperature 90°C max.

Ordering Information

Classification	Enclosure rating	Contact form	Terminal Shape	Model	Rated coil voltage	Minimum packing unit
Standard	Fully sealed	SPDT (1c)	PCB terminals	G5V-1	3 VDC	25 pcs/tube
					5 VDC	
					6 VDC	
					9 VDC	
					12 VDC	
G5V-1-T90				G5V-1-T90	5 VDC	
					12 VDC	
					24 VDC	

Note: When ordering, add the rated coil voltage to the model number.

Example: G5V-1 DC3

Rated coil voltage

However, the notation of the coil voltage on the product case as well as on the packing will be marked as □□ VDC.

Ratings

Coil

G5V-1 (Standard)

Rated voltage	Rated current (mA)	Coil resistance (Ω)	Must operate voltage (V)	Must release voltage (V)	Max. voltage (V)	Power consumption (mW)
			% of rated voltage			
3 VDC	50	60	80% max.	10% min.	200% at 23°C	Approx. 150
5 VDC	30	167				
6 VDC	25	240				
9 VDC	16.7	540				
12 VDC	12.5	960				
24 VDC	6.25	3,840				

G5V-1-T90

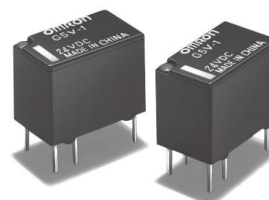
Rated voltage	Rated current (mA)	Coil resistance (Ω)	Must operate voltage (V)	Must release voltage (V)	Max. voltage (V)	Power consumption (mW)
			% of rated voltage			
5 VDC	30	167	70% max.	10% min.	200% at 23°C	Approx. 150
12 VDC	12.5	960				
24 VDC	6.25	3,840				

Note 1. The rated current and coil resistance are measured at a coil temperature of 23°C with a tolerance of ±10%.

2. The operating characteristics are measured at a coil temperature of 23°C.

3. The maximum voltage is the highest voltage that can be imposed on the relay coil.

4. G5V-1-2 types with a must operate voltage of 70% max. are available as special series products.



Application Examples

- Telecommunication equipment
- Audio-visual products
- Security equipment
- Building automation equipment

Standard Model Specifications

Contact type: Single crossbar (Au-alloy + Ag)

Enclosure rating: Plastic sealed

Terminal shape: PCB terminals

G5V-1

Contacts

Item	Load	Resistive load
Contact type		Single crossbar
Contact material		Au-alloy + Ag
Rated load		0.5 A at 125 VAC; 1 A at 24 VDC
Rated carry current		2 A
Max. switching voltage		125 VAC, 60 VDC
Max. switching current		1 A

G5V-1**Low Signal Relay****■Characteristics**

Contact resistance *1		100 mΩ max.
Operate time		5 ms max.
Release time		5 ms max.
Insulation resistance *2		1,000 MΩ min. (at 500 VDC between coil and contacts, at 250 VDC between contacts of same polarity.)
Dielectric strength	Between coil and contacts	1,000 VAC, 50/60 Hz for 1 min
	Between contacts of the same polarity	400 VAC, 50/60 Hz for 1 min
Vibration resistance	Destruction	10 to 55 to 10 Hz, 1.65 mm single amplitude (3.3 mm double amplitude)
	Malfunction	10 to 55 to 10 Hz, 1.65 mm single amplitude (3.3 mm double amplitude)
Shock resistance	Destruction	1,000 m/s ²
	Malfunction	100 m/s ²
Durability	Mechanical	5,000,000 operations min. (at 36,000 operations/hr)
	Electrical	100,000 operations min. (under rated load, at 1,800 operations/hr)
Failure rate (P level) (reference value) *3		1 mA at 5 VDC
Ambient operating temperature		-40°C to 70°C (Standard), -40°C to 90°C (G5V-1-T90) (with no icing or condensation)
Ambient operating humidity		5% to 85%
Weight		Approx. 2 g

Note: The values here are initial values.

- *1. Measured with 10 mA at 1 VDC with a voltage drop method.
- *2. Measured with a 500 VDC megohmmeter between coil and contacts and a 250 VDC megohmmeter between contacts with the same polarity applied to the same parts as those used for checking the dielectric strength.
- *3. This value was measured at a switching frequency of 120 operations/min and the criterion of contact resistance is 100 Ω.
This value may vary depending on the switching frequency and operating environment. Always double-check relay suitability under actual operating conditions.



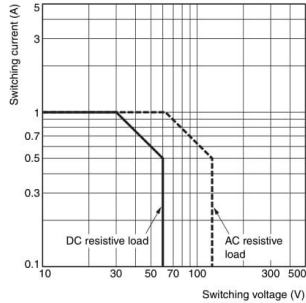
G
5
V
1

G5V-1

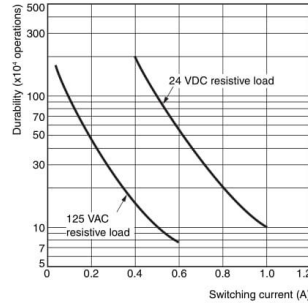
Low Signal Relay

Engineering Data

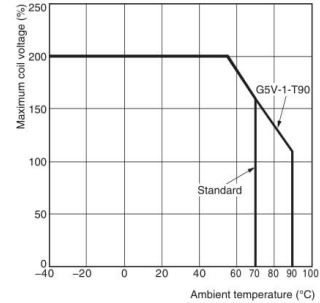
Maximum Switching Capacity



Durability

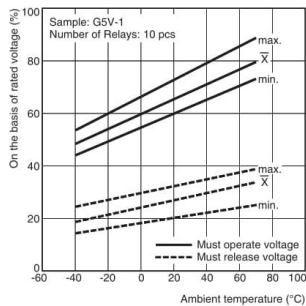


Ambient Temperature vs. Maximum Coil Voltage

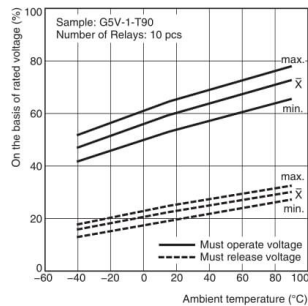


Note: The maximum coil voltage refers to the maximum value in a varying range of operating power voltage, not a continuous voltage.

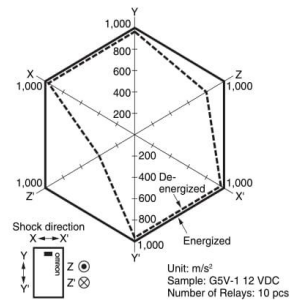
Ambient Temperature vs. Must Operate or Must Release Voltage



G5V-1-T90

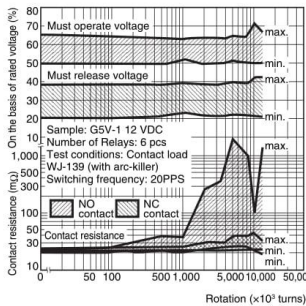


Shock Malfunction

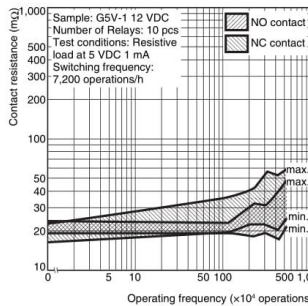


Test conditions: Shock is applied in $\pm X$, $\pm Y$, and $\pm Z$ directions three times each with and without energizing the Relays to check the number of contact malfunctions.

Dial Pulse Test *1



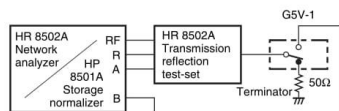
Contact Reliability Test *1, *2



*1. The tests were conducted at an ambient temperature of 23°C.
 *2. The contact resistance data are periodically measured reference values and are not values from each monitoring operation. Contact resistance values will vary according to the switching frequency and operating environment, so be sure to check operation under the actual operating conditions before use.

High-frequency Characteristics

Test Conditions



Terminals which were not being measured were terminated with 50 Ω. Measuring impedance: 50 Ω

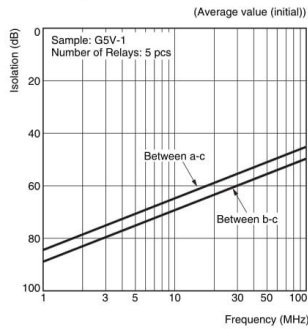
Note: The high-frequency characteristics data were measured using a dedicated circuit board and actual values will vary depending on the usage conditions. Check the characteristics of the actual equipment being used.

G5V-1

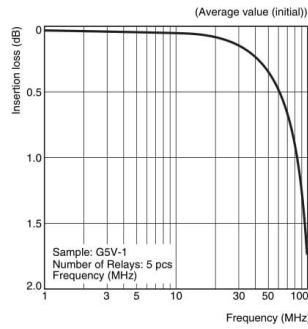
G5V-1

Low Signal Relay

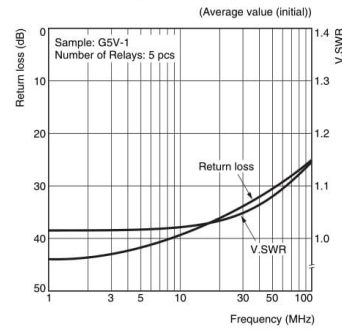
●High-frequency Characteristics (Isolation) *1, *2



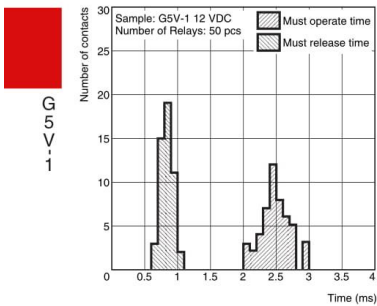
●High-frequency Characteristics (Insertion Loss) *1, *2



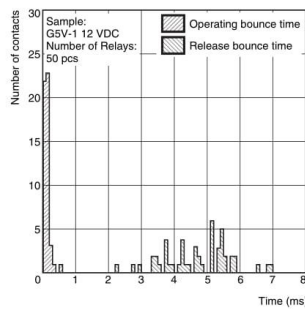
●High-frequency Characteristics (Return Loss, V.SWR) *1, *2



●Must Operate and Must Release Time Distribution *1



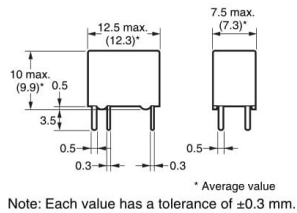
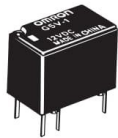
●Distribution of Bounce Time *1



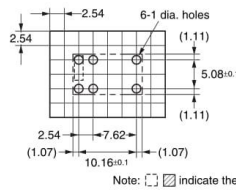
- *1. The tests were conducted at an ambient temperature of 23°C.
- *2. High-frequency characteristics depend on the PCB to which the Relay is mounted. Always check these characteristics, including endurance, in the actual machine before use.

■Dimensions

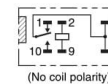
G5V-1



PCB Mounting Holes (Bottom View)



Terminal Arrangement/ Internal Connections (Bottom View)



■Approved Standards

UL recognized: (File No. E41515)
 CSA certified: (File No. LR31928)

Model	Contact form	Coil ratings	Contact ratings	Number of test operations
G5V-1	SPDT (1c)	3 to 24 VDC	1 A, 30 VDC at 40°C	6,000
			0.3 A, 110 VDC at 40°C	
G5V-1-T90	SPDT (1c)	5 to 24 VDC	0.5 A, 125 VAC at 40°C	100,000
			1 A, 30 VDC at 90°C	100,000
			0.5 A, 125 VAC at 90°C	100,000

■Precautions

- Please refer to "PCB Relays Common Precautions" for correct use.

Correct Use

• Long-term Continuously ON Contacts

Using the Relay in a circuit where the Relay will be ON continuously for long periods (without switching) can lead to unstable contacts, because the heat generated by the coil itself will affect the insulation, causing a film to develop on the contact surfaces. Be sure to use a fail-safe circuit design that provides protection against contact failure or coil burnout.

• Relay Handling

When washing the product after soldering the Relay to a PCB, use a water-based solvent or alcohol-based solvent, and keep the solvent temperature to less than 40°C. Do not put the Relay in a cold cleaning bath immediately after soldering.

D.3 Vedlegg 3: Datablad til DG419

19-0114; Rev 2; 12/96

Improved, SPST/SPDT Analog Switches

General Description

Maxim's redesigned DG417/DG418/DG419 precision, CMOS, monolithic analog switches now feature guaranteed on-resistance matching (3Ω max) between switches and guaranteed on-resistance flatness over the signal range (4Ω max). These switches conduct equally well in either direction and guarantee low charge injection, low power consumption, and an ESD tolerance of 2000V minimum per Method 3015.7. The new design offers low off-leakage current over temperature (less than 5nA at $+85^\circ\text{C}$).

The DG417/DG418 are single-pole/single-throw (SPST) switches. The DG417 is normally closed, and the DG418 is normally open. The DG419 is single-pole/double-throw (SPDT) with one normally closed switch and one normally open switch. Switching times are less than 175ns max for t_{ON} and less than 145ns max for t_{OFF} . Operation is from a single $+10\text{V}$ to $+30\text{V}$ supply, or bipolar $\pm 4.5\text{V}$ to $\pm 20\text{V}$ supplies. The improved DG417/DG418/DG419 are fabricated with a 44V silicon-gate process.

Applications

Sample-and-Hold Circuits	Communications Systems
Test Equipment	Battery-Operated Systems
Modems	Fax Machines
Guidance and Control Systems	PBX, PABX
Audio Signal Routing	Military Radios

New Features

- ◆ Plug-In Upgrades for Industry-Standard DG417/DG418/DG419
- ◆ Improved $R_{\text{DS(ON)}}$ Match Between Channels (3Ω max, DG419 only)
- ◆ Guaranteed $R_{\text{FLAT(ON)}}$ Over Signal Range (4Ω max)
- ◆ Improved Charge Injection (10pC max)
- ◆ Improved Off-Leakage Current Over Temperature ($<5\text{nA}$ at $+85^\circ\text{C}$)
- ◆ Withstand Electrostatic Discharge (2000V min) per Method 3015.7

Existing Features

- ◆ Low $R_{\text{DS(ON)}}$ (35Ω max)
- ◆ Single-Supply Operation $+10\text{V}$ to $+30\text{V}$
Bipolar-Supply Operation $\pm 4.5\text{V}$ to $\pm 20\text{V}$
- ◆ Low Power Consumption ($35\mu\text{W}$ max)
- ◆ Rail-to-Rail Signal Handling
- ◆ TTL/CMOS-Logic Compatible

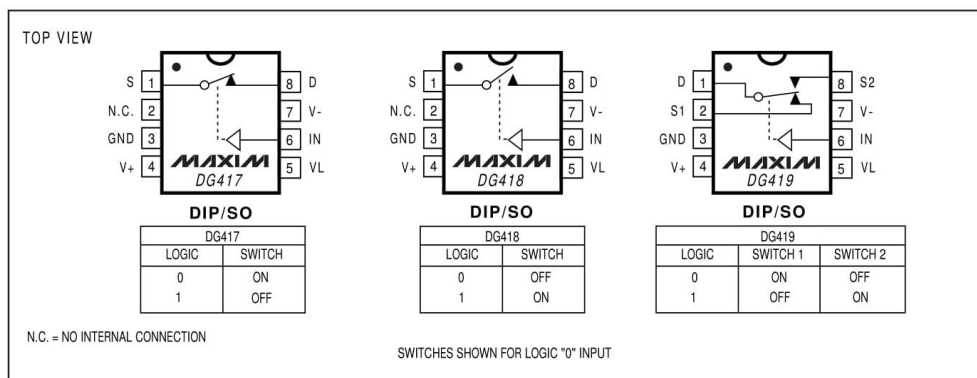
Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
DG417CJ	0°C to $+70^\circ\text{C}$	8 Plastic DIP
DG417CY	0°C to $+70^\circ\text{C}$	8 SO
DG417C/D	0°C to $+70^\circ\text{C}$	Dice*
DG417DJ	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	8 Plastic DIP
DG417DY	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	8 SO

Ordering Information continued at end of data sheet.

* Contact factory for dice specifications.

Pin Configurations/Functional Diagrams/Truth Tables



Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800

DG417/DG418/DG419

Improved, SPST/SPDT Analog Switches

DG417/DG418/DG419

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Voltage Referenced to V-

V+	44V
GND	25V
VL	(GND - 0.3V) to (V+ + 0.3V)
Digital Inputs V _S , V _D (Note 1)	(V- - 2V) to (V+ + 2V) or 30mA (whichever occurs first)
Continuous Current (any terminal) (Note 1)	30mA
Peak Current, S or D (pulsed at 1ms, 10% duty cycle max) ..	100mA

Continuous Power Dissipation (T_A = +70°C)

Plastic DIP (derate 9.09mW/°C above +70°C)	727mW
SO (derate 5.88mW/°C above +70°C)	471mW
CERDIP (derate 8.00mW/°C above +70°C)	640mW

Operating Temperature Ranges

DG41_C_	0°C to +70°C
DG41_D_	-40°C to +85°C
DG41_AK	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10sec)	+300°C

Note 1: Signals on S, D, or IN exceeding V+ or V- are clamped by internal diodes. Limit forward current to maximum current ratings.

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—Dual Supplies

(V+ = +15V, V- = -15V, VL = 5V, GND = 0V, V_{INL} = 0.8V, V_{INH} = 2.4V, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP (Note 2)	MAX	UNITS		
SWITCH									
Analog Signal Range	V _S , V _D	(Note 3)		-15		15	V		
Drain-Source On-Resistance	R _{DS(ON)}	V+ = 13.5V, V- = -13.5V, V _D = ±10V, I _S = -10mA	T _A = +25°C	C, D	20	35	Ω		
				A	20	30			
			T _A = T _{MIN} to T _{MAX}			45			
On-Resistance Match Between Channels (Note 4)	ΔR _{DS(ON)}	V+ = 15V, V- = -15V, V _D = ±10V, I _S = -10mA	T _A = +25°C			3	Ω		
				T _A = T _{MIN} to T _{MAX}				4	
On-Resistance Flatness (Note 4)	R _{FLAT(ON)}	V+ = 15V, V- = -15V, V _D = ±5V, I _S = -10mA	T _A = +25°C			4	Ω		
				T _A = T _{MIN} to T _{MAX}				6	
Source-Off Leakage Current (Note 5)	I _{S(OFF)}	V+ = 16.5V, V- = -16.5V, V _D = ±15.5V, V _S = ±15.5V	T _A = +25°C		-0.25	0.25	nA		
				T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	C, D	-5		5	
				A	-20	20			
Drain-Off Leakage Current (Note 5)	I _{D(OFF)}	V+ = 16.5V, V- = -16.5V, V _D = ±15.5V, V _S = ±15.5V	DG417/ DG418	T _A = +25°C		-0.25	0.1	nA	
					T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	C, D	-5		5
					A	-20	20		
			DG419	T _A = +25°C		-0.75	-0.1		0.75
	T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	C, D		-10	10				
				A	-40	40			
Drain-On Leakage Current (Note 5)	I _{D(ON)}	V+ = 16.5V, V- = -16.5V, V _D = ±15.5V, V _S = ±15.5V	DG417/ DG418	T _A = +25°C		-0.4	0.4	nA	
					T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	C, D	-10		10
					A	-40	40		
			DG419	T _A = +25°C		-0.75	0.75		
	T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	C, D		-10	10				
				A	-40	40			

Improved, SPST/SPDT Analog Switches

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—Dual Supplies (continued)

(V+ = +15V, V- = -15V, VL = 5V, GND = 0V, VINL = 0.8V, VINH = 2.4V, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP (Note 2)	MAX	UNITS	
LOGIC INPUT							
Logic Input Current with Input Voltage High	I _{INH}	V _{IN} = 2.4V	-0.5	0.005	0.5	μA	
Logic Input Current with Input Voltage Low	I _{INL}	V _{IN} = 0.8V	-0.5	0.005	0.5	μA	
DYNAMIC							
Turn-On Time	t _{ON}	DG417/DG418, V _D = ±10V, Figure 2	TA = +25°C	100	175	ns	
			TA = T _{MIN} to T _{MAX}		250		
Turn-Off Time	t _{OFF}	DG417/DG418, V _D = ±10V, Figure 2	TA = +25°C	60	145	ns	
			TA = T _{MIN} to T _{MAX}		210		
Transition Time	t _{TRANS}	DG419, V _S = ±10V, Figure 3	TA = +25°C		175	ns	
			TA = T _{MIN} to T _{MAX}		250		
Break-Before-Make Interval	t _D	DG419, V _{S1} = V _{S2} = ±10V, Figure 4, TA = +25°C	5	13		ns	
Charge Injection (Note 3)	Q	V _{GEN} = 0V, Figure 5, TA = +25°C		3	10	pC	
Off-Isolation Rejection Ratio (Note 6)	OIRR	R _L = 500Ω, C _L = 5pF, f = 1MHz, Figure 6, TA = +25°C		68		dB	
Crosstalk (Note 7)		DG419, R _L = 50Ω, C _L = 5pF, f = 1MHz, Figure 7, TA = +25°C		85		dB	
Drain Off-Capacitance	C _D (OFF)	V _D = 0V, f = 1MHz, Figure 8, TA = +25°C		8		pF	
Source Off-Capacitance	C _S (OFF)	V _D = 0V, f = 1MHz, Figure 8, TA = +25°C		8		pF	
Drain-Source On-Capacitance	C _D (ON) or C _S (ON)	V _S = 0V, f = 1MHz, Figure 9, TA = +25°C	DG417/DG418	30		pF	
			DG419	35			
SUPPLY							
Positive Supply Current	I ₊	V+ = 16.5V, V- = -16.5V, V _{IN} = 0V or 5V	TA = +25°C	-1	-0.0001	1	μA
			TA = T _{MIN} to T _{MAX}	-5		5	
Negative Supply Current	I ₋	V+ = 16.5V, V- = -16.5V, V _{IN} = 0V or 5V	TA = +25°C	-1	-0.0001	1	μA
			TA = T _{MIN} to T _{MAX}	-5		5	
Logic Supply Current	I _L	V+ = 16.5V, V- = -16.5V, V _{IN} = 0V or 5V	TA = +25°C	-1	-0.0001	1	μA
			TA = T _{MIN} to T _{MAX}	-5		5	
Ground Current	I _{GND}	V+ = 16.5V, V- = -16.5V, V _{IN} = 0V or 5V	TA = +25°C	-1	-0.0001	1	μA
			TA = T _{MIN} to T _{MAX}	-5		5	

DG417/DG418/DG419

Improved, SPST/SPDT Analog Switches

DG417/DG418/DG419

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—Single Supply

($V_+ = +12V$, $V_- = 0V$, $V_L = 5V$, $GND = 0V$, $V_{INH} = 2.4V$, $V_{INL} = 0.8V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP (Note 2)	MAX	UNITS
SWITCH						
Analog Signal Range	V_{ANALOG}	(Note 3)	0		12	V
Drain-Source On-Resistance	$R_{DS(ON)}$	$I_S = -10mA$, $V_D = 3.8V$, $V_+ = 10.8V$		40	100	Ω
DYNAMIC						
Turn-On Time	t_{ON}	DG417/DG418, $V_D = 8V$, Figure 2		110		ns
Turn-Off Time	t_{OFF}	DG417/DG418, $V_D = 8V$, Figure 2		40		ns
Break-Before-Make Interval	t_D	DG419, $R_L = 1000\Omega$, $C_L = 35pF$, Figure 4		60		ns
Charge Injection (Note 3)	Q	$C_L = 10nF$, $V_{GEN} = 0V$, $R_{GEN} = 0V$, Figure 5		2	10	pC
SUPPLY						
Positive Supply Current	I_+	All channels on or off, $V_+ = 13.2V$, $V_L = 5.25V$, $V_{IN} = 0V$ or $5V$		-0.0001		μA
Negative Supply Current	I_-	All channels on or off, $V_+ = 13.2V$, $V_L = 5.25V$, $V_{IN} = 0V$ or $5V$		-0.0001		μA
Logic Supply Current	I_L	All channels on or off, $V_L = 5.25V$, $V_{IN} = 0V$ or $5V$		-0.0001		μA
Ground Current	I_{GND}	All channels on or off, $V_L = 5.25V$, $V_{IN} = 0V$ or $5V$		-0.0001		μA

Note 2: Typical values are for **design aid only**, are not guaranteed, and are not subject to production testing. The algebraic convention where the most negative value is a minimum and the most positive value a maximum is used in this data sheet.

Note 3: Guaranteed by design.

Note 4: On-resistance match between channels and flatness is guaranteed only with bipolar-supply operation. Flatness is defined as the difference between the maximum and the minimum value of on-resistance as measured at the extremes of the specified analog range.

Note 5: Leakage parameters $I_{S(OFF)}$, $I_{D(OFF)}$, and $I_{D(ON)}$ are 100% tested at the maximum rated hot temperature and guaranteed by correlation at $+25^\circ C$.

Note 6: Off-Isolation Rejection Ratio = $20\log(V_D/V_S)$, V_D = output, V_S = input to off switch.

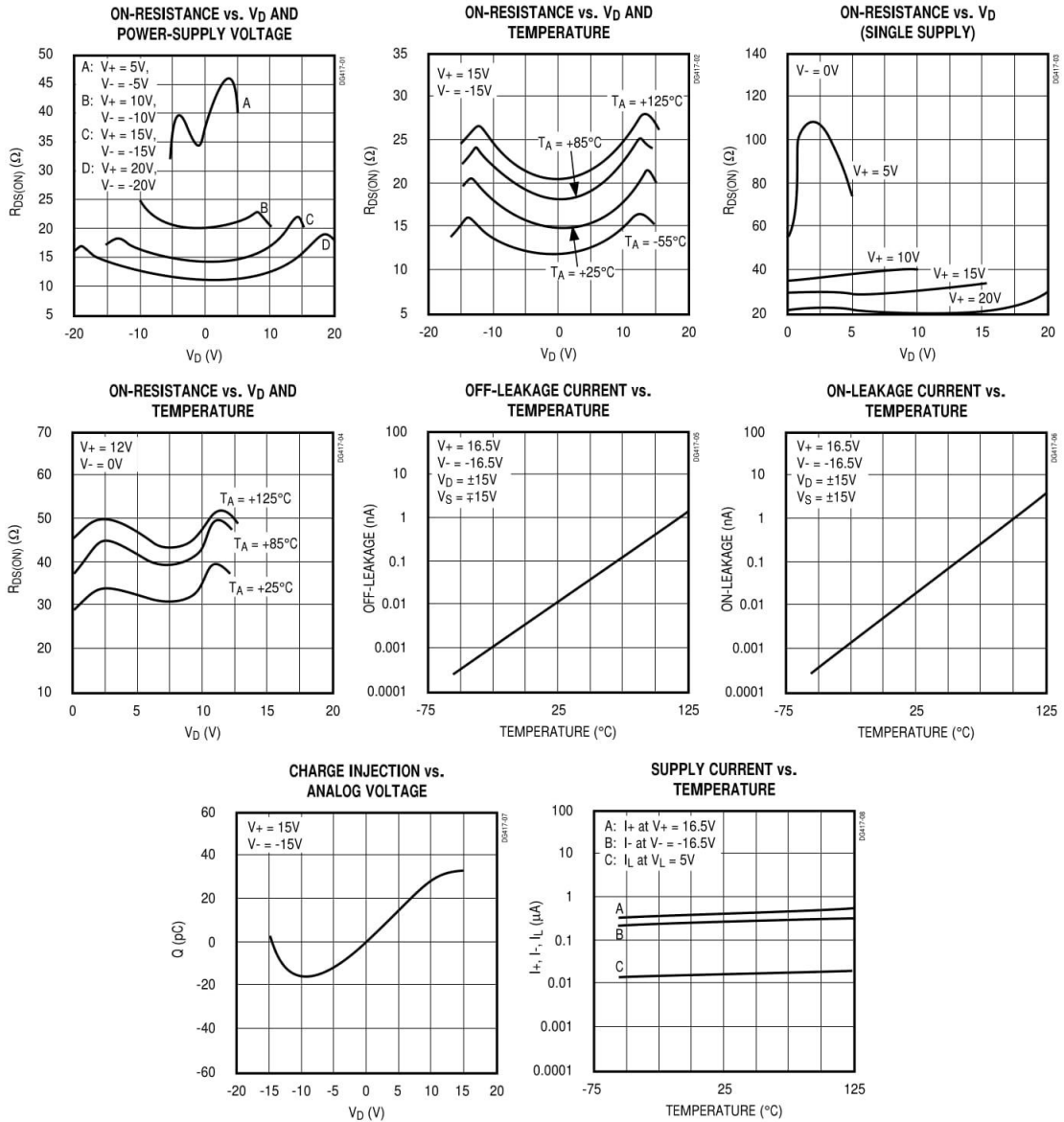
Note 7: Between any two switches.

Improved, SPST/SPDT Analog Switches

Typical Operating Characteristics

($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

DG417/DG418/DG419



Improved, SPST/SPDT Analog Switches

DG417/DG418/DG419

Pin Description

PIN			NAME	FUNCTION
DG417	DG418	DG419		
1	—	—	S	Analog-Switch Source Terminal (normally closed)
—	1	—	S	Analog-Switch Source Terminal (normally open)
—	—	2	S1	Analog-Switch Source Terminal 1 (normally closed)
2	2	—	N.C.	No Internal Connection
3	3	3	GND	Logic Ground
4	4	4	V+	Analog-Signal Positive Supply Input
5	5	5	VL	Logic-Level Positive Supply Input
6	6	6	IN	Logic-Level Input
7	7	7	V-	Analog-Signal Negative Supply Input
8	8	1	D	Analog-Switch Drain Terminal
—	—	8	S2	Analog-Switch Source Terminal 2 (normally open)

Applications Information

Operation with Supply Voltages Other than $\pm 15V$

Using supply voltages other than $\pm 15V$ reduces the analog signal range. The DG417/DG418/DG419 switches operate with $\pm 4.5V$ to $\pm 20V$ bipolar supplies or with a $+10V$ to $+30V$ single supply; connect V^- to $0V$ when operating with a single supply. Also, all device types can operate with unbalanced supplies, such as $+24V$ and $-5V$. VL must be connected to $+5V$ to be TTL compatible, or to $V+$ for CMOS-logic level inputs. The *Typical Operating Characteristics* graphs show typical on-resistance with $\pm 20V$, $\pm 15V$, $\pm 10V$, and $\pm 5V$ supplies. (Switching times increase by a factor of two or more for operation at $\pm 5V$.)

Overvoltage Protection

Proper power-supply sequencing is recommended for all CMOS devices. Do not exceed the absolute maximum ratings because stresses beyond the listed ratings may cause permanent damage to the devices. Always sequence $V+$ on first, followed by VL , V^- , and logic inputs. If power-supply sequencing is not possible, add two small, external signal diodes in series with the supply pins for overvoltage protection (Figure 1).

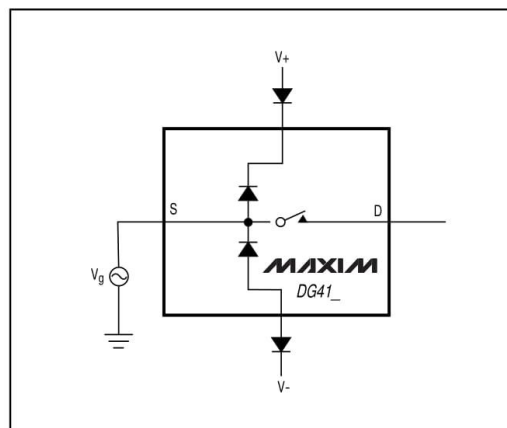


Figure 1. Overvoltage Protection Using External Blocking Diodes

Adding diodes reduces the analog signal range to $1V$ below $V+$ and $1V$ above V^- , without affecting low switch resistance and low leakage characteristics. Device operation is unchanged, and the difference between $V+$ and V^- should not exceed $+44V$.

D.4 Vedlegg 4: Datablad til μ A741



Product Folder



Order Now



Technical Documents



Tools & Software



Support & Community

 μ A741

SLOS094G –NOVEMBER 1970–REVISED JANUARY 2018

μ A741 General-Purpose Operational Amplifiers

1 Features

- Short-Circuit Protection
- Offset-Voltage Null Capability
- Large Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- No Frequency Compensation Required
- No Latch-Up

2 Applications

- DVD Recorders and Players
- Pro Audio Mixers

3 Description

The μ A741 device is a general-purpose operational amplifier featuring offset-voltage null capability.

The high common-mode input voltage range and the absence of latch-up make the amplifier ideal for voltage-follower applications. The device is short-circuit protected and the internal frequency compensation ensures stability without external components. A low-value potentiometer may be connected between the offset null inputs to null out the offset voltage as shown in [Figure 12](#).

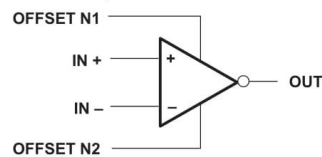
The μ A741C device is characterized for operation from 0°C to 70°C.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
μ A741CD	SOIC (8)	4.90 mm × 3.91 mm
μ A741CP	PDIP (8)	9.81 mm × 6.35 mm
μ A741CPS	SO (8)	6.20 mm × 5.30 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Simplified Schematic



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

uA741

SLOS094G – NOVEMBER 1970 – REVISED JANUARY 2018

www.ti.com

Table of Contents

1 Features	1	7.3 Feature Description	10
2 Applications	1	7.4 Device Functional Modes	11
3 Description	1	7.5 μ A741Y Chip Information	11
4 Revision History	2	8 Application and Implementation	12
5 Pin Configurations and Functions	4	8.1 Application Information	12
6 Specifications	5	8.2 Typical Application	12
6.1 Absolute Maximum Ratings	5	9 Power Supply Recommendations	14
6.2 Recommended Operating Conditions	5	10 Layout	14
6.3 Thermal Information	5	10.1 Layout Guidelines	14
6.4 Electrical Characteristics: μ A741C	6	10.2 Layout Example	14
6.5 Electrical Characteristics: μ A741Y	7	11 Device and Documentation Support	16
6.6 Switching Characteristics: μ A741C	7	11.1 Receiving Notification of Documentation Updates	16
6.7 Switching Characteristics: μ A741Y	7	11.2 Trademarks	16
6.8 Typical Characteristics	8	11.3 Electrostatic Discharge Caution	16
7 Detailed Description	10	11.4 Glossary	16
7.1 Overview	10	12 Mechanical, Packaging, and Orderable Information	16
7.2 Functional Block Diagram	10		

4 Revision History

Changes from Revision F (May 2017) to Revision G	Page
• Changed supply voltage unit from "°C" to "V" in <i>Absolute Maximum Ratings</i> table	5

Changes from Revision E (January 2015) to Revision F	Page
• Updated data sheet text to the latest documentation and translation standards	1
• Deleted text regarding μ A741M device (obsolete package) from <i>Description</i> section	1
• Added μ A741CD, μ A741CP, and μ A741CPS devices to <i>Device Information</i> table	1
• Deleted μ A741x device from <i>Device Information</i> table	1
• Updated pinout diagrams and <i>Pin Functions</i> tables in the <i>Pin Configurations and Functions</i> section	4
• Deleted μ A741M pinout drawings information from <i>Pin Configurations and Functions</i> section	4
• Deleted Electrical Characteristics: μ A741M table from <i>Specifications</i> section	5
• Added operating junction temperature (T_J) and values to <i>Absolute Maximum Ratings</i> table	5
• Deleted text regarding μ A741M from <i>Absolute Maximum Ratings</i> table	5
• Deleted text regarding μ A741M device from <i>Recommended Operating Conditions</i> table	5
• Deleted <i>Dissipation Ratings</i> table	5
• Added <i>Thermal Information</i> table and values	5
• Deleted μ A741M in <i>Switching Characteristics</i> table	7
• Correct typo in Figure 1	8
• Deleted text regarding μ A741M device from <i>Detailed Description</i> section	10
• Updated text in <i>Overview</i> section	10
• Added 2017 copyright to <i>Functional Block Diagram</i>	10
• Added caption to Figure 11 in <i>Device Functional Modes</i> section	11
• Changed pins 1 and 5 from "NC" to "Offset N1" and "Offset N2" in Figure 18	15



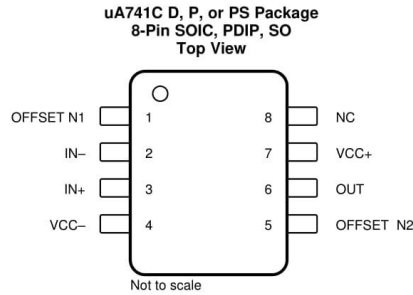
Changes from Revision D (February 2014) to Revision E	Page
<ul style="list-style-type: none">Added <i>Applications</i>, <i>Device Information</i> table, <i>Pin Functions</i> table, <i>ESD Ratings</i> table, <i>Thermal Information</i> table, <i>Feature Description</i> section, <i>Device Functional Modes</i>, <i>Application and Implementation</i> section, <i>Power Supply Recommendations</i> section, <i>Layout</i> section, <i>Device and Documentation Support</i> section, and <i>Mechanical, Packaging, and Orderable Information</i> section.	1
<ul style="list-style-type: none">Moved <i>Typical Characteristics</i> into <i>Specifications</i> section.	8
Changes from Revision C (January 2014) to Revision D	Page
<ul style="list-style-type: none">Fixed <i>Typical Characteristics</i> graphs to remove extra lines.	8
Changes from Revision B (September 2000) to Revision C	Page
<ul style="list-style-type: none">Updated document to new TI data sheet format - no specification changes.	1
<ul style="list-style-type: none">Deleted <i>Ordering Information</i> table.	1

uA741

SLOS094G – NOVEMBER 1970 – REVISED JANUARY 2018

www.ti.com

5 Pin Configurations and Functions



NC- no internal connection

Pin Functions

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
IN+	3	I	Noninverting input
IN-	2	I	Inverting input
NC	8	—	No internal connection
OFFSET N1	1	I	External input offset voltage adjustment
OFFSET N2	5	I	External input offset voltage adjustment
OUT	6	O	Output
VCC+	7	—	Positive supply
VCC-	4	—	Negative supply



6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

over virtual junction temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

		MIN	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{CC} ⁽²⁾	μ A741C	-18	18	V
Differential input voltage, V_{ID} ⁽³⁾	μ A741C	-15	15	V
Input voltage, V_i (any input) ⁽²⁾⁽⁴⁾	μ A741C	-15	15	V
Voltage between offset null (either OFFSET N1 or OFFSET N2) and V_{CC-}	μ A741C	-15	15	V
Duration of output short circuit ⁽⁵⁾		Unlimited		
Continuous total power dissipation		See Thermal Information		
Case temperature for 60 seconds	μ A741C	N/A	N/A	°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	μ A741C	N/A	N/A	°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D, P, or PS package		260	°C
Operating junction temperature, T_J			150	°C
Storage temperature range, T_{stg}	μ A741C	-65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
- (3) Differential voltages are at IN+ with respect to IN-.
- (4) The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
- (5) The output may be shorted to ground or either power supply.

6.2 Recommended Operating Conditions

		MIN	MAX	UNIT
V_{CC+} Supply voltage		5	15	V
V_{CC-}		-5	-15	V
T_A Operating free-air temperature	μ A741C	0	70	°C

6.3 Thermal Information

THERMAL METRIC ⁽¹⁾	μ A741			UNIT
	D (SOIC)	P (PDIP)	PS (SO)	
	8 PINS	8 PINS	8 PINS	
$R_{\theta JA}$ Junction-to-ambient thermal resistance	129.2	87.4	119.7	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$ Junction-to-case (top) thermal resistance	73.6	89.3	66	°C/W
$R_{\theta JB}$ Junction-to-board thermal resistance	72.4	64.4	70	°C/W
Ψ_{JT} Junction-to-top characterization parameter	25.9	49.8	27.2	°C/W
Ψ_{JB} Junction-to-board characterization parameter	71.7	64.1	69	°C/W

- (1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the [Semiconductor and IC Package Thermal Metrics](#) application report.

uA741

SLOS094G – NOVEMBER 1970 – REVISED JANUARY 2018

www.ti.com

6.4 Electrical Characteristics: μ A741Cat specified virtual junction temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS ⁽¹⁾		MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IO}	Input offset voltage	$V_O = 0$	25°C		1	6	mV
			Full range			7.5	
$\Delta V_{IO(adjust)}$	Offset voltage adjust range	$V_O = 0$	25°C		± 15		mV
I_{IO}	Input offset current	$V_O = 0$	25°C		20	200	nA
			Full range			300	
I_{IB}	Input bias current	$V_O = 0$	25°C		80	500	nA
			Full range			800	
V_{ICR}	Common-mode input voltage range		25°C		± 12	± 13	V
			Full range		± 12		
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing		$R_L = 10$ k Ω	25°C	± 12	± 14	V
			$R_L \geq 10$ k Ω	Full range	± 12		
			$R_L = 2$ k Ω	25°C	± 10		
			$R_L \geq 2$ k Ω	Full range	± 10		
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10$ V	25°C		20	200	V/mV
			Full range		15		
r_i	Input resistance		25°C		0.3	2	M Ω
r_o	Output resistance	$V_O = 0$; see ⁽²⁾	25°C		75		Ω
C_i	Input capacitance		25°C		1.4		pF
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$	25°C		70	90	dB
			Full range		70		
k_{SVS}	Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$)	$V_{CC} = \pm 9$ V to ± 15 V	25°C		30	150	μ V/V
			Full range			150	
I_{OS}	Short-circuit output current		25°C		± 25	± 40	mA
I_{CC}	Supply current	$V_O = 0$; no load	25°C		1.7	2.8	mA
			Full range			3.3	
P_D	Total power dissipation	$V_O = 0$; no load	25°C		50	85	mW
			Full range			100	

(1) All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. Full range for the μ A741C is 0°C to 70°C.

(2) This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.



uA741

www.ti.com

SLOS094G –NOVEMBER 1970–REVISED JANUARY 2018

6.5 Electrical Characteristics: μ A741Y

at specified virtual junction temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)⁽¹⁾

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽²⁾	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IO}	Input offset voltage	$V_O = 0$	1	5	mV
$\Delta V_{IO(\text{adj})}$	Offset voltage adjust range	$V_O = 0$	± 15		mV
I_{IO}	Input offset current	$V_O = 0$	20	200	nA
I_B	Input bias current	$V_O = 0$	80	500	nA
V_{ICR}	Common-mode input voltage range		± 12	± 13	V
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10$ k Ω	± 12	± 14	V
		$R_L = 2$ k Ω	± 10	± 13	
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2$ k Ω	20	200	V/mV
r_i	Input resistance		0.3	2	M Ω
r_o	Output resistance	$V_O = 0$; see ⁽¹⁾		75	Ω
C_i	Input capacitance			1.4	pF
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$	70	90	dB
k_{SVS}	Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$)	$V_{CC} = \pm 9$ V to ± 15 V	30	150	$\mu\text{V/V}$
I_{OS}	Short-circuit output current		± 25	± 40	mA
I_{CC}	Supply current	$V_O = 0$; no load	1.7	2.8	mA
P_D	Total power dissipation	$V_O = 0$; no load	50	85	mW

(1) This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.

(2) All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified.

6.6 Switching Characteristics: μ A741C

over operating free-air temperature range, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_r	Rise time	$V_I = 20$ mV, $R_L = 2$ k Ω		0.3	μs
	Overshoot factor	$C_L = 100$ pF; see Figure 1		5%	
SR	Slew rate at unity gain	$V_I = 10$ V, $R_L = 2$ k Ω $C_L = 100$ pF; see Figure 1		0.5	V/ μs

6.7 Switching Characteristics: μ A741Y

over operating free-air temperature range, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_r	Rise time	$V_I = 20$ mV, $R_L = 2$ k Ω		0.3	μs
	Overshoot factor	$C_L = 100$ pF; see Figure 1		5%	
SR	Slew rate at unity gain	$V_I = 10$ V, $R_L = 2$ k Ω $C_L = 100$ pF; see Figure 1		0.5	V/ μs

D.5 Vedlegg 5: Datablad til LM311



LM111, LM211, LM311

SLCS007K – SEPTEMBER 1973 – REVISED MARCH 2017

LM111, LM211, LM311 Differential Comparators

1 Features

- Fast Response Time: 165 ns
- Strobe Capability
- Maximum Input Bias Current: 300 nA
- Maximum Input Offset Current: 70 nA
- Can Operate From Single 5-V Supply
- Available in Q-Temp Automotive
 - High-Reliability Automotive Applications
 - Configuration Control and Print Support
 - Qualification to Automotive Standards
- On Products Compliant to MIL-PRF-38535, All Parameters Are Tested Unless Otherwise Noted. On All Other Products, Production Processing Does Not Necessarily Include Testing of All Parameters.

2 Applications

- Desktop PCs
- Body Control Modules
- White Goods
- Building Automation
- Oscillators
- Peak Detectors

3 Description

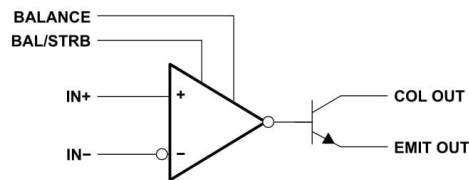
The LM111, LM211, and LM311 devices are single high-speed voltage comparators. These devices are designed to operate from a wide range of power-supply voltages, including $\pm 15\text{-V}$ supplies for operational amplifiers and 5-V supplies for logic systems. The output levels are compatible with most TTL and MOS circuits. These comparators are capable of driving lamps or relays and switching voltages up to 50 V at 50 mA. All inputs and outputs can be isolated from system ground. The outputs can drive loads referenced to ground, V_{CC+} or V_{CC-} . Offset balancing and strobe capabilities are available, and the outputs can be wire-OR connected. If the strobe is low, the output is in the off state, regardless of the differential input.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE
LM111FK	LCCC (20)	8.89 mm × 8.89 mm
LM111JG	CDIP (8)	9.60 mm × 6.67 mm
LM311PS	SO (8)	6.20 mm × 5.30 mm
LM211D	SOIC (8)	4.90 mm × 3.91 mm
LM311D		
LM211P	PDIP (8)	9.81 mm × 6.35 mm
LM311P		
LM211PW	TSSOP (8)	3.00 mm × 4.40 mm
LM311PW		

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Simplified Schematic



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

Table of Contents

1 Features	1	8.3 Feature Description	11
2 Applications	1	8.4 Device Functional Modes	11
3 Description	1	9 Application and Implementation	12
4 Revision History	2	9.1 Application Information	12
5 Pin Configuration and Functions	3	9.2 Typical Application	12
6 Specifications	4	9.3 System Examples	14
6.1 Absolute Maximum Ratings	4	10 Power Supply Recommendations	22
6.2 ESD Ratings	4	11 Layout	22
6.3 Recommended Operating Conditions	4	11.1 Layout Guidelines	22
6.4 Thermal Information (8-Pin Packages)	5	11.2 Layout Example	22
6.5 Thermal Information (20-Pin Package)	5	12 Device and Documentation Support	23
6.6 Electrical Characteristics	6	12.1 Related Links	23
6.7 Switching Characteristics	6	12.2 Receiving Notification of Documentation Updates	23
6.8 Typical Characteristics	7	12.3 Community Resources	23
7 Parameter Measurement Information	9	12.4 Trademarks	23
8 Detailed Description	10	12.5 Electrostatic Discharge Caution	23
8.1 Overview	10	12.6 Glossary	23
8.2 Functional Block Diagram	10	13 Mechanical, Packaging, and Orderable Information	23

4 Revision History

NOTE: Page numbers for previous revisions may differ from page numbers in the current version.

Changes from Revision J (January 2017) to Revision K	Page
• Changed Human body model (HBM) from: ± 1000 to: ± 500 in <i>ESD Ratings</i> table	4

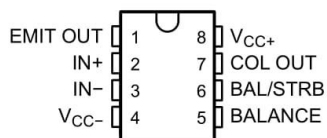
Changes from Revision I (June 2015) to Revision J	Page
• Changed the data sheet title From: LMx11 Quad Differential Comparators To: LM111, LM211, LM311 Differential Comparators	1
• Updated the <i>Applications</i> list	1
• Updated the <i>Thermal Information (8-Pin Packages)</i> table	5
• Changed text From: "over a -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$ temperature range..." To: "over a -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$ temperature range..." in the <i>Overview</i> section	10
• Added text "The LM311 has a temperature range of -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$." to the <i>Overview</i> section	10

Changes from Revision H (August 2003) to Revision I	Page
• Updated <i>Features</i> with Military Disclaimer.	1
• Added <i>Applications</i> , <i>Device Information</i> table, <i>Pin Configuration and Functions</i> section, <i>ESD Ratings</i> table, <i>Feature Description</i> section, <i>Device Functional Modes</i> , <i>Application and Implementation</i> section, <i>Power Supply Recommendations</i> section, <i>Layout</i> section, <i>Device and Documentation Support</i> section, and <i>Mechanical, Packaging, and Orderable Information</i> section. No specification changes.	1

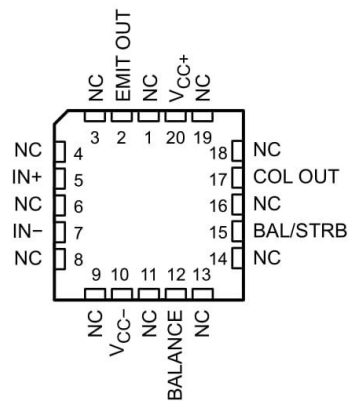


5 Pin Configuration and Functions

LMx11 D, JG, P, PS, or PW Package
8-Pin SOIC, CDIP, PDIP, SO or TSSOP
Top View



LM111 FK Package
20-Pin LCCC⁽¹⁾
Top View



(1) NC = No internal connection

Pin Functions

NAME	PIN				I/O ⁽¹⁾	DESCRIPTION
	LM211, LM311 SOIC, PDIP, TSSOP	LM311 SO	LM111 CDIP	LM111 LCCC		
IN+	2	2	2	5	I	Noninverting comparator
IN-	3	3	3	7	I	Inverting input comparator
BALANCE	5	5	5	12	I	Balance
BAL/STRB	6	6	6	15	I	Strobe
COL OUT	7	7	7	17	O	Output collector comparator
EMIT OUT	1	1	1	2	O	Output emitter comparator
V _{CC-}	4	4	4	10	—	Negative supply
V _{CC+}	8	8	8	20	—	Positive supply
NC	—	—	—	1 3 4 6 8 9 11 13 14 16 18 19	—	No connect (No internal connection)

(1) I = Input, O = Output

LM111, LM211, LM311

SLCS007K – SEPTEMBER 1973 – REVISED MARCH 2017

www.ti.com

6 Specifications**6.1 Absolute Maximum Ratings**over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

		MIN	MAX	UNIT
Supply voltage	V_{CC+} ⁽²⁾		18	V
	V_{CC-} ⁽²⁾		-18	
	$V_{CC+} - V_{CC-}$		36	
V_{ID}	Differential input voltage ⁽³⁾		±30	V
V_I	Input voltage (either input) ⁽²⁾⁽⁴⁾		±15	V
	Voltage from emitter output to V_{CC-}		30	V
Voltage from collector output to V_{CC-}	LM111		50	V
	LM211		50	
	LM211Q		50	
	LM311		40	
	Duration of output short circuit to ground		10	s
T_J	Operating virtual-junction temperature		150	°C
	Case temperature for 60 s	FK package	260	°C
	Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case, 10 s	JG package	300	°C
	Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case, 60 s	D, P, PS, or PW package	260	°C
T_{stg}	Storage temperature	-65	150	°C

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

(2) All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .

(3) Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.

(4) The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or ±15 V, whichever is less.

6.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT
$V_{(ESD)}$	Electrostatic discharge		V
		Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 ⁽¹⁾	
		Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 ⁽²⁾	±750

(1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

(2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

6.3 Recommended Operating Conditions

		MIN	MAX	UNIT	
$V_{CC+} - V_{CC-}$	Supply voltage	3.5	30	V	
V_I	Input voltage ($ V_{CC+} \leq 15$ V)	$V_{CC-} + 0.5$	$V_{CC+} - 1.5$	V	
T_A	Operating free-air temperature range	LM111	-55	125	°C
		LM211	-40	85	
		LM211Q	-40	125	
		LM311	0	70	



6.4 Thermal Information (8-Pin Packages)

THERMAL METRIC ⁽¹⁾	LM211, LM311			LM311	LM111	UNIT
	D (SOIC)	P (PDIP)	PW (TSSOP)	PS (SO)	JG (CDIP)	
	8 PINS	8 PINS	8 PINS	8 PINS	8 PINS	
$R_{\theta JA}$ Junction-to-ambient thermal resistance	114.3	57.5	162	121.8	—	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$ Junction-to-case (top) thermal resistance	60.7	47.3	44.6	81.6	14.5	°C/W
$R_{\theta JB}$ Junction-to-board thermal resistance	54.5	34.6	93	66.5	—	°C/W
Ψ_{JT} Junction-to-top characterization parameter	17.4	24.9	2.6	31.4	—	°C/W
Ψ_{JB} Junction-to-board characterization parameter	54	34.5	90.8	65.8	—	°C/W

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the [Semiconductor and IC Package Thermal Metrics](#) application report.

6.5 Thermal Information (20-Pin Package)

THERMAL METRIC ⁽¹⁾	LM111	UNIT
	FK (LCCC)	
	20 PINS	
$R_{\theta JC(top)}$ Junction-to-case (top) thermal resistance	5.61	°C/W

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the [Semiconductor and IC Package Thermal Metrics](#) application report.



LM111, LM211, LM311

SLCS007K – SEPTEMBER 1973 – REVISED MARCH 2017

www.ti.com

6.6 Electrical Characteristics

at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	$T_A^{(1)}$	LM111 LM211 LM211Q			LM311			UNIT
			MIN	TYP ⁽²⁾	MAX	MIN	TYP ⁽²⁾	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	See ⁽³⁾	25°C	0.7			2			mV
		Full range				7.5			
I_{IO} Input offset current	See ⁽³⁾	25°C	4			6			nA
		Full range				50			
I_{IB} Input bias current	$1\text{ V} \leq V_O \leq 14\text{ V}$	25°C	75			100			nA
		Full range				250			
$I_{IL(S)}$ Low-level strobe current ⁽⁴⁾	$V_{ID} = 0.3\text{ V}$, $V_{ID} \leq -10\text{ mV}$	25°C	-3			-3			mA
V_{ICR} Common-mode input-voltage range ⁽³⁾	Lower range	Full range	-14.7			-14.5			V
	Upper range		13			13.8			
A_{VD} Large-signal differential-voltage amplification	$5\text{ V} \leq V_O \leq 35\text{ V}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$	25°C	40			200			V/mV
I_{OH} High-level (collector) output leakage current	$I_{(strobe)} = -3\text{ mA}$, $V_{ID} = 5\text{ mV}$ $V_{OH} = 35\text{ V}$	25°C	0.2			10			nA
		Full range				0.5			μA
V_{OL} Low-level (collector-to-emitter) output voltage	$I_{OL} = 50\text{ mA}$ $V_{CC+} = 4.5\text{ V}$, $V_{CC-} = 0\text{ V}$, $I_{OL} = 8\text{ mA}$	$V_{ID} = -5\text{ mV}$	25°C			0.75			V
		$V_{ID} = -10\text{ mV}$	25°C			1.5			
		$V_{ID} = -6\text{ mV}$	Full range			0.23			
		$V_{ID} = -10\text{ mV}$	Full range			0.4			
I_{CC+} Supply current from V_{CC+} output low	$V_{ID} = -10\text{ mV}$, No load	25°C	5.1			6			mA
I_{CC-} Supply current from V_{CC-} output high	$V_{ID} = 10\text{ mV}$, No load	25°C	-4.1			-5			mA

- (1) Unless otherwise noted, all characteristics are measured with BALANCE and BAL/STRB open and EMIT OUT grounded. Full range for LM111 is -55°C to 125°C, for LM211 is -40°C to 85°C, for LM211Q is -40°C to 125°C, and for LM311 is 0°C to 70°C.
- (2) All typical values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.
- (3) The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the collector output up to 14 V or down to 1 V with a pullup resistor of 7.5 k Ω to V_{CC+} . These parameters actually define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and input impedance.
- (4) The strobe must not be shorted to ground; it must be current driven at -3 mA to -5 mA (see Figure 18 and Figure 31).

6.7 Switching Characteristics

$V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM111 LM211 LM211Q LM311	UNIT
		TYP	
Response time, low-to-high-level output ⁽¹⁾	$R_C = 500\ \Omega$ to 5 V , $C_L = 5\text{ pF}$, see ⁽²⁾	115	ns
Response time, high-to-low-level output ⁽¹⁾		165	ns

- (1) The response time specified is for a 100-mV input step with 5-mV overdrive and is the interval between the input step function and the instant when the output crosses 1.4 V.
- (2) The package thermal impedance is calculated in accordance with MIL-STD-883.

D.6 Vedlegg 6: Datablad til BroadBand 012

BroadBand 012

SPHERICAL BROADBAND PROJECTOR

Typical Uses: Acoustic Reference Standard, High Power Sound Source, Underwater Communication Applications





FEATURES

The BroadBand 012 transducer is a horizontally omni-directional transducer with an integrated +10dB transformer (mounted in the anodized housing). The BroadBand 012 has a wide flat transmit and receive response across the frequency range of 8kHz-20kHz. It is useful in applications requiring low frequency acoustic source references.

This transducer is made with a harder ceramic making it ideal for transmitting applications. The BroadBand series are highly reliable transducers and the BroadBand 012 comes in a robust and durable bulkhead mounted housing.

ADVANTAGES

- Horizontally omni-directional
- Long-term stability
- Durable and reliable construction
- Low Frequency Acoustic Source

ORDER NUMBER

CTG 1273-0001

Please specify any additional cable, alternative connectors and/or calibration requirements with order

TECHNICAL SPECIFICATION

Nominal resonant frequency	12 kHz
Integral Amplifier or Tuning Element	Yes
Receive Sensitivity @ 14kHz	- 191 dB re 1V/ μ Pa
Recommended receive frequency range	10Hz – 15kHz
Linear frequency range	10Hz – 15kHz
Maximum acoustic input @14kHz	+ 245 dB re 1 μ Pa
Transmit sensitivity @ 13.5 kHz	+ 159 dB re 1 μ Pa/V at 1m
-3dB bandwidth	4.5 kHz
Quality Factor	2.67
Recommended transmit frequency range	8-20 kHz
Maximum source level @ 13.5kHz	+ 213 dB re 1 μ Pa at 1m
Maximum applied voltage	540 Vrms
Low Frequency capacitance (@ 1kHz)	***
Horizontal beam pattern	Omni-directional +/- 1.5 dB at 5kHz
Vertical beam pattern	>180° +/- 2dB

MECHANICAL SPECIFICATION

Dimensions	Maximum outer diameter 248mm, Length 336mm
Transducer mass in air	***
Transducer mass in water	***
Maximum recommended operating depth	625m
Survival depth	1250m
Operating temperature range	-5 to +35°C
Cable	None as standard
Connector	LPMBH-6-M Connector
Mounting	Bulkhead mounting

MECHANICAL DRAWING


CONNECTOR LAYOUT

Pin	Signal Name
1	+Signal (without 10dB transformer)
2	-Signal (without 10dB transformer)
3	Ground
4	+ Signal (with 10dB transformer)
5	Short with 2 to achieve +10dB
6	-Signal (with 10dB transformer)

D.7 Vedlegg 7: Datablad til BroadBand 030

BroadBand 030 BROADBAND PROJECTOR

Typical Uses: Acoustic Reference Standards, Underwater Positioning Transducers, Environmental Monitoring





FEATURES

The BroadBand 030 transducer is a horizontally omni-directional transducer with an integrated tuning circuit (mounted in the anodized aluminum housing) to provide the exceptionally wide flat transmit and receive sensitivity response across the frequency range of 15-50kHz.

It is useful as an acoustic reference standard, for underwater positioning systems or for use in high frequency environmental monitoring systems.

The BroadBand 030 is made with a harder ceramic making it ideal transmitting applications. The BroadBand series are highly reliable transducers and come in a protective, durable polyurethane coating.

ADVANTAGES

- Wide flat broadband response
- Horizontally omni-directional
- Versatile
- Durable and reliable construction

ORDER NUMBER

CTG 0811-0259

Please specify any alternative cable, connector and/or calibration requirements with order

TECHNICAL SPECIFICATION

Nominal resonant frequency (without tuning)	30kHz
Integral pre amplifier or tuning element	Tuning Element
Receive Sensitivity @ 20 kHz	-181 dB re 1V/ μ Pa
Recommended receive frequency range	16-40kHz
Linear frequency range	N/a
Maximum acoustic input @20kHz	+ 232.5 dB re 1 μ Pa
Transmit sensitivity @ 32kHz	+147 dB re 1 μ Pa/V at 1m
-3dB bandwidth	9 kHz
Quality Factor	3.5
Recommended transmit frequency range	15-50kHz
Maximum source level @ 32kHz	+ 198 dB re 1 μ Pa at 1m
Maximum applied voltage	240Vrms
Low Frequency capacitance (@ 1kHz)	13.5 nF
Horizontal beam pattern	Omni-directional +/- 2 dB at 30 kHz
Vertical beam pattern	>270°

MECHANICAL SPECIFICATION

Dimensions	Maximum outer diameter 97mm, Length 250mm
Transducer mass in air	1.7 kg
Approximate Transducer mass in water	0.7 kg
Maximum recommended operating depth	600m
Survival depth	1200m
Operating temperature range	-5 to +35°C
Cable	Flying lead with female connector
Connector	Subconn LPBH4M
Mounting	N/a

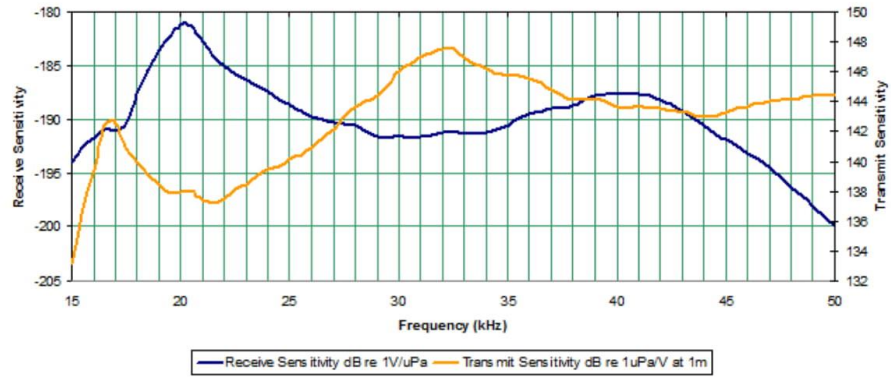
MECHANICAL DRAWING

CONNECTOR LAYOUT

Pin	Signal Name
1	N/a
2	+Signal
3	-Signal
4	N/a
Screen	Gnd

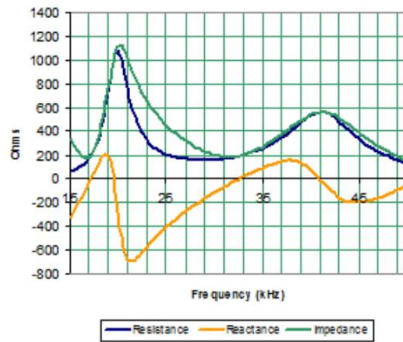
SENSITIVITY

BroadBand 030 Sensitivity



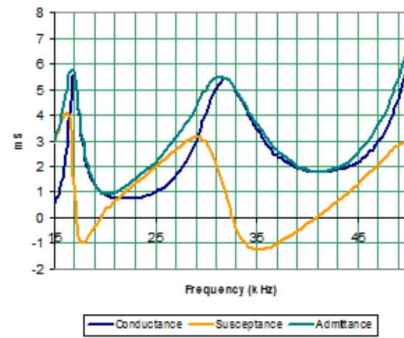
IMPEDANCE

Broad Band 030 Impedance



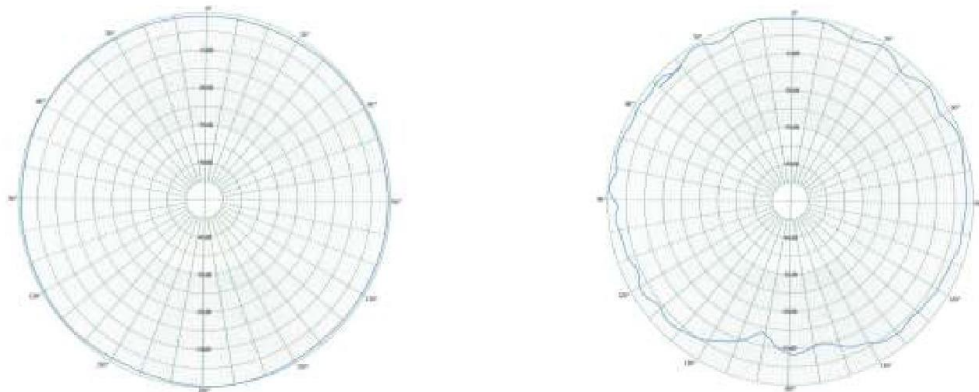
ADMITTANCE

BroadBand 030 Admittance



HORIZONTAL BEAM PATTERN @ 30 kHz

VERTICAL BEAM PATTERN @ 30 kHz



VARIATIONS

The DualSense 030 is also available as an un-tuned spherical transducer with 30kHz resonant frequency.



Chelsea
Technologies
Group Ltd

55 Central Avenue
West Molesey
Surrey KT8 2QZ
United Kingdom
Tel: +44 (0)20 8481 9000
Fax: +44 (0)20 8941 9319
sales@chelsea.co.uk
www.chelsea.co.uk

*** Please contact CTG for further information

In view of our policy of continual improvement, the designs and specifications of our products may vary from those described 2271-019-RS-A)

D.8 Vedlegg 8: Datablad til DualSense 012

DualSense 012 SPHERICAL PROJECTOR



Typical Uses: Acoustic Reference Standard, High Power Sound Source, Underwater Communication Applications

FEATURES



The DualSense 012 transducer is a horizontally omnidirectional, spherical, reciprocal transducer. It is useful in applications requiring low frequency acoustic source references. This transducer is made with a harder ceramic making it ideal for transmitting applications.

The DualSense series are highly reliable transducers and the DualSense 012 comes in a robust and durable bulkhead mounted housing.

ADVANTAGES

- Horizontally omni-directional
- Long-term stability
- Durable and reliable construction
- Low Frequency Acoustic Source

ORDER NUMBER

CTG 1273-0011

Please specify any additional cable, alternative connectors and/or calibration requirements with order

TECHNICAL SPECIFICATION

Nominal resonant frequency	12.5 kHz
Integral Amplifier or Tuning Element	No
Receive Sensitivity @ 14.5kHz	- 183 dB re 1V/ μ Pa
Recommended receive frequency range	10Hz – 20kHz
Linear frequency range	N/a
Maximum acoustic input @14.5kHz	+ 237 dB re 1 μ Pa
Transmit sensitivity @ 12.4 kHz	+ 147 dB re 1 μ Pa/V at 1m
-3dB bandwidth	3.5kHz
Quality Factor	3.5
Recommended transmit frequency range	7 –20 kHz
Maximum source level @ 12.4kHz	+ 201 dB re 1 μ Pa at 1m
Maximum applied voltage at resonance	530 Vrms
Low Frequency capacitance (@ 1kHz)	63 nF
Horizontal beam pattern	Omnidirectional +/- 2dB at 10kHz
Vertical beam pattern	Hemispherical +/- 4dB at 5kHz

MECHANICAL SPECIFICATION

Dimensions	Maximum outer diameter 248 mm length 336 mm
Transducer mass in air	Approximately 20kg
Transducer mass in water	Approximately 4kg
Maximum recommended operating depth	600 m
Survival depth	1,200 m
Operating temperature range	-5 to +35°C
Cable	None as standard
Connector	LPMBH-6-M Connector
Mounting	Bulkhead mounting

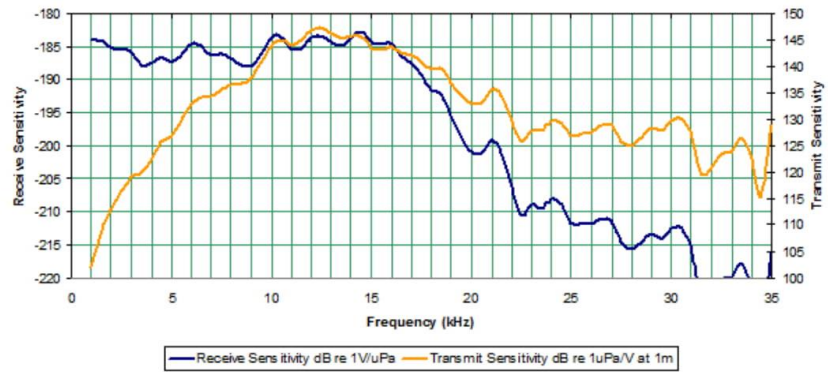
MECHANICAL DRAWING

CONNECTOR LAYOUT

Pin	Signal Name
1	+Signal
2	-Signal
3	Ground
4	N/a
5	N/a
6	N/a

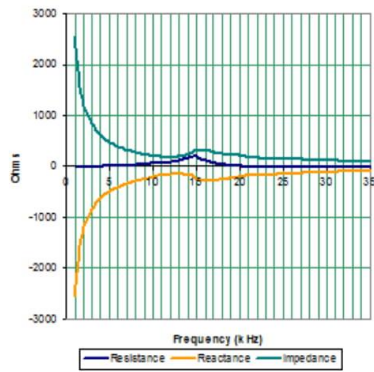
SENSITIVITY

DualSense 012 Sensitivity



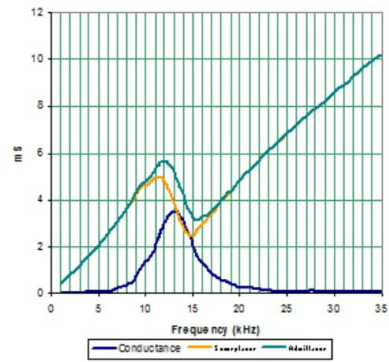
IMPEDANCE

DualSense 012 Impedance



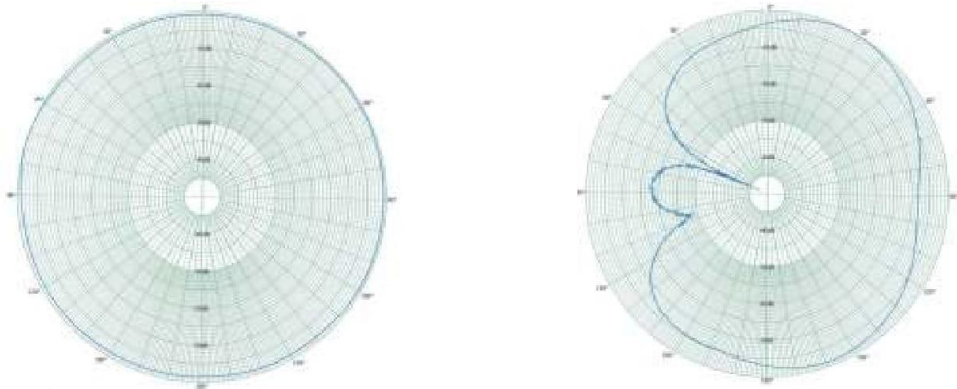
ADMITTANCE

DualSense 12 Admittance



HORIZONTAL BEAM PATTERN @ 10kHz

VERTICAL BEAM PATTERN @ 5kHz



VARIATIONS

BroadBand 012 is also available as a broadband tuned projector with a resonant frequency of 12kHz



Chelsea
Technologies
Group Ltd

55 Central Avenue
West Molesey
Surrey KT8 2QZ
United Kingdom
Tel: +44 (0)20 8481 9000
Fax: +44 (0)20 8941 9319
sales@chelsea.co.uk
www.chelsea.co.uk

*** Please contact CTG for more information
In view of our policy of continual improvement, the designs and specifications of our products may vary from those described 2271-013-RS-A)

D.9 Vedlegg 9: Datablad til TC1026

 Teledyne RESON Transducer TC1026

Teledyne RESON

PLD16830-1B

TC 1026

High Power Communications Transducer



TC1026

The TC1026 is a high power communication transducer for long/short base line measurement, pinger/transponder systems, acoustic telemetry systems and telephone systems.

TECHNICAL SPECIFICATIONS

Resonant frequency:	36kHz \pm 2kHz (34-38kHz)
Transmitting sensitivity:	137dB \pm 3dB at 36kHz (re μ Pa/V at 1m)
Receiving sensitivity:	-193dB \pm 3dB at 36kHz (re 1V/ μ Pa)
Impedance:	630ohm \pm 10% 81° phase \pm 10% at 36kHz
Vertical directivity pattern:	Typically \pm 35° from horizontal plane
Horizontal directivity pattern:	Omnidirectional
Max input power: (1% duty cycle)	100W
Operating depth:	6000m
Survival depth:	6000m
Operating temperature range:	-2° to +30°C
Storage temperature range:	-30° to +70°C
Cable (Optional)	Two single wires
Housing:	Special formulated NBR
Weight (air) incl. cable:	0.5kg

FEATURES

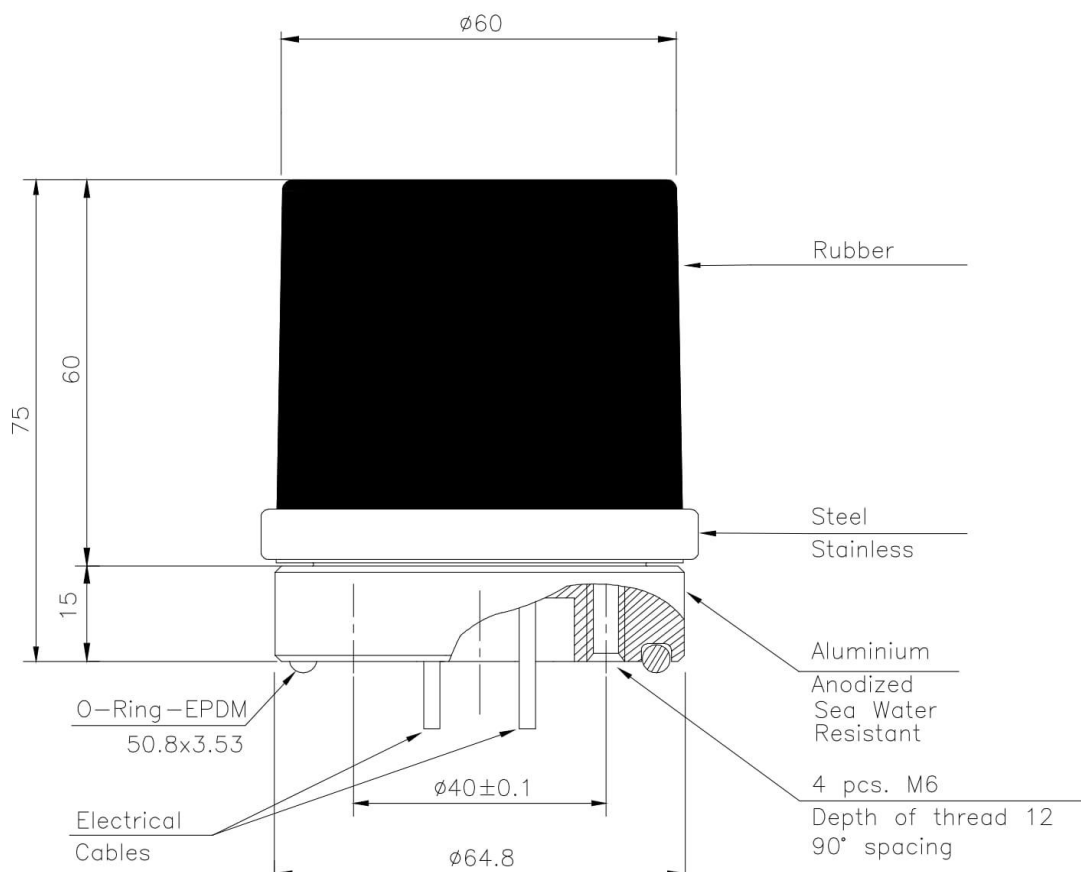
- 36 kHz compact
- High efficient ceramic
- Easy to install
- Long life time

 **TELEDYNE RESON**
Everywhereyoulook™

Transducer TC1026

High Power Communications Transducer

Outline Dimensions



For more details visit www.teledyne-reson.com or contact your local Teledyne RESON Office. Teledyne RESON reserves the right to change specifications without notice. 2015©Teledyne RESON

Teledyne RESON A/S
Denmark
Tel: +45 4738 0022
info@teledyne-reson.com

Teledyne RESON Inc.
U.S.A.
Tel: +1 805 964-6260
sales@teledyne-reson.com

Teledyne RESON Ltd.
Scotland U.K.
Tel: +44 1224 709 900
sales@reson.co.uk

Teledyne RESON B.V.
The Netherlands
Tel: +31 (0)10 245 1500
info@reson.nl

Teledyne RESON GmbH
Germany
Tel: ++49 421 3770 9600
info@teledyne-reson.com

Teledyne RESON Shanghai Office
Shanghai
Tel: +86 21 64186205
shanghai@teledyne-reson.com

Copyright Teledyne RESON. all specification subject to change without notice

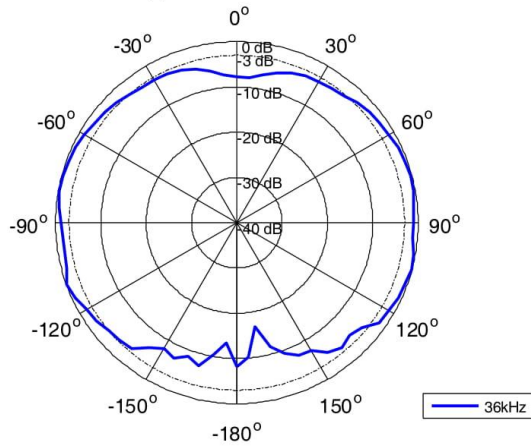
www.teledyne-reson.com



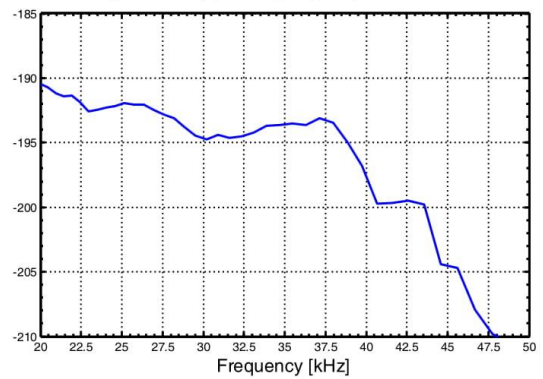
Transducer TC1026

High Power Communications Transducer

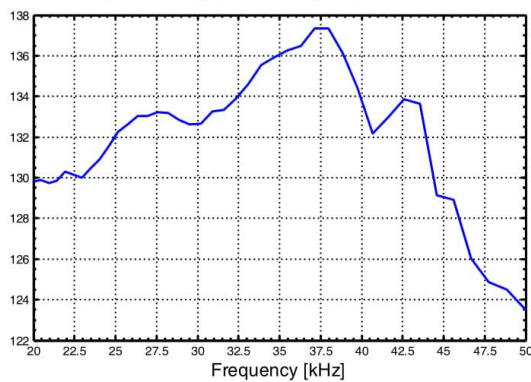
Vertical directivity pattern



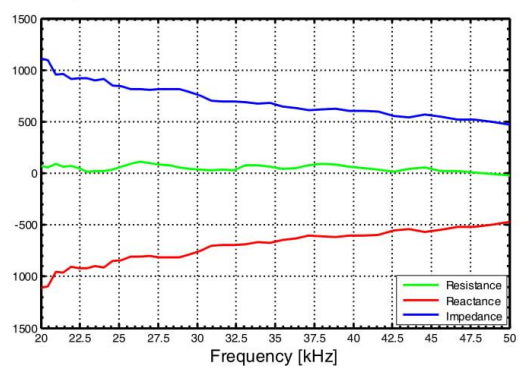
Receiving Sensitivity [dB re 1V/μPa @ 1m]



Transmitting Sensitivity [dB re 1μPa/V @ 1m]



Impedance



D.10 Vedlegg 9: Datablad til TC1037

 Teledyne RESON Transducer TC1037

Teledyne RESON

PLD16831-1

TC 1037

Directional Telephone
Transducer



TC1037

The TC1037 is a rugged directional transducer with low frequency. It is specifically designed for underwater telephone systems. Can be used as a building block in special long range sonars or in sub bottom penetration single or multibeam systems.

TECHNICAL SPECIFICATIONS

Usable frequency band:	6kHz to 15kHz
Transmitting sensitivity:	148dB ±3dB at 7,3kHz (re μPa/V at 1m)
Receiving sensitivity:	-168dB ±3dB at 7,3kHz (re 1V/μPa)
Impedance:	550ohm ±200ohm at 7,3kHz
Beam shape:	Conical
Beam width:	80°at 8kHz
Max input power:	400W (1% duty cycle)
Operating depth:	600m
Survival depth:	800m
Operating temperature range:	-2°C to +35°C
Storage temperature range:	-40°C to +70°C
Cable (Optional)	Connector and 9m cable, pigtail
Housing:	Special formulated NBR
Weight (air) incl. cable:	5,8kg

FEATURES

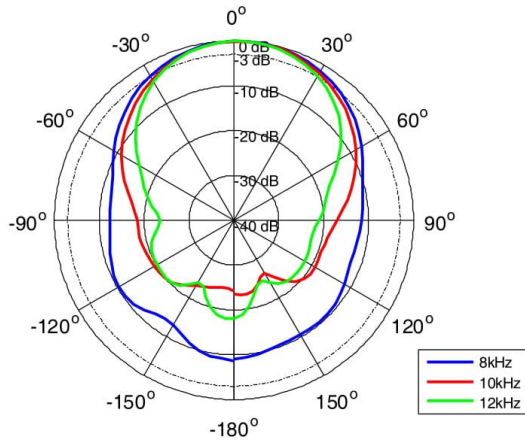
- High performance low frequency transducer
- Ideal for installation due to steel housing and threaded guide
- Optional cable termination TL8038

 **TELEDYNE RESON**
Everywhereyoulook™

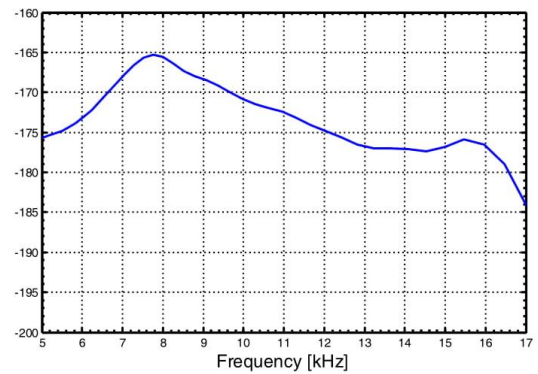
Transducer TC1037

Directional Telephone Transducer

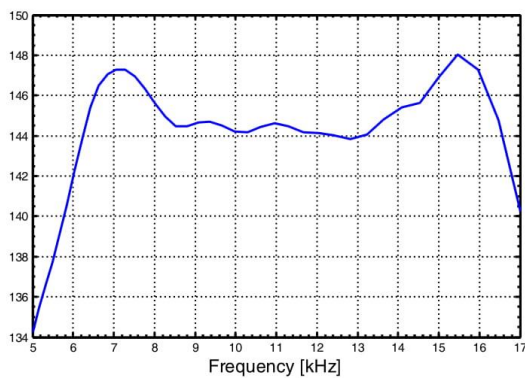
Vertical directivity pattern



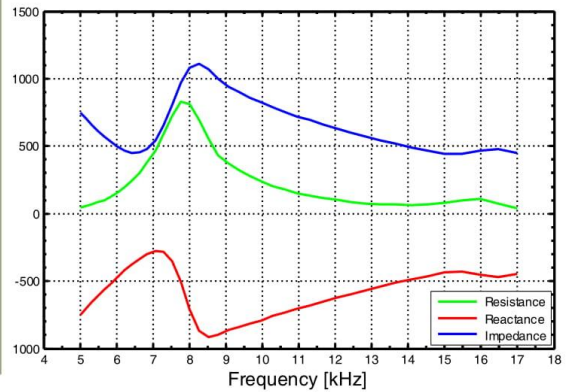
Receiving Sensitivity [dB re 1V/μPa @ 1m]



Transmitting Sensitivity [dB re 1μPa/V @ 1m]



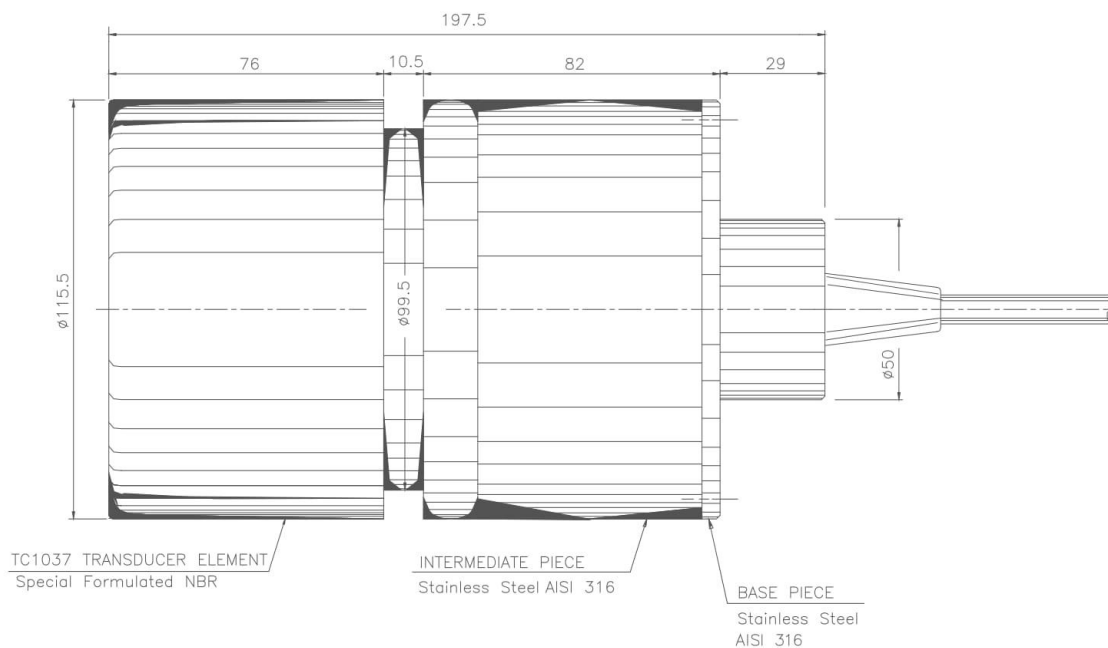
Impedance



Transducer TC1037

Directional Telephone Transducer

Outline Dimensions



For more details visit www.teledyne-reson.com or contact your local Teledyne RESON Office. Teledyne RESON reserves the right to change specifications without notice. 2015©Teledyne RESON

Teledyne RESON A/S
Denmark
Tel: +45 4738 0022
info@teledyne-reson.com

Teledyne RESON Inc.
U.S.A.
Tel: +1 805 964-6260
sales@teledyne-reson.com

Teledyne RESON Ltd.
Scotland U.K.
Tel: +44 1224 709 900
sales@reson.co.uk

Teledyne RESON B.V.
The Netherlands
Tel: +31 (0) 10 245 1500
info@reson.nl

Teledyne RESON GmbH
Germany
Tel: ++49 421 3770 9600
info@teledyne-reson.com

Teledyne RESON Shanghai Office
Shanghai
Tel: +86 21 64186205
shanghai@teledyne-reson.com

Copyright Teledyne RESON. all specification subject to change without notice

www.teledyne-reson.com



D.11 Vedlegg 11: Datablad til OPA547



OPA547

SBOS056F – JANUARY 2002 – JULY 2005

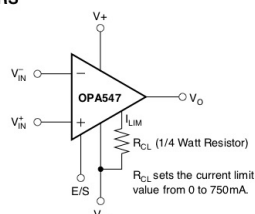
High-Voltage, High-Current OPERATIONAL AMPLIFIER

FEATURES

- **WIDE SUPPLY RANGE**
Single Supply: +8V to +60V
Dual Supply: $\pm 4V$ to $\pm 30V$
- **HIGH OUTPUT CURRENT:**
500mA Continuous
- **WIDE OUTPUT VOLTAGE SWING**
- **FULLY PROTECTED:**
Thermal Shutdown
Adjustable Current Limit
- **OUTPUT DISABLE CONTROL**
- **THERMAL SHUTDOWN INDICATOR**
- **HIGH SLEW RATE:** 6V/ μ s
- **LOW QUIESCENT CURRENT**
- **PACKAGES:**
7-Lead TO-220, Zip and Straight Leads
7-Lead DPAK Surface-Mount

APPLICATIONS

- VALVE, ACTUATOR DRIVERS
- SYNCHRO, SERVO DRIVERS
- POWER SUPPLIES
- TEST EQUIPMENT
- TRANSDUCER EXCITATION
- AUDIO AMPLIFIERS



DESCRIPTION

The OPA547 is a low-cost, high-voltage/high-current operational amplifier ideal for driving a wide variety of loads. A laser-trimmed monolithic integrated circuit provides excellent low-level signal accuracy and high output voltage and current.

The OPA547 operates from either single or dual supplies for design flexibility. In single-supply operation, the input common-mode range extends below ground.

The OPA547 is internally protected against over-temperature conditions and current overloads. In addition, the OPA547 was designed to provide an accurate, user-selected current limit. Unlike other designs which use a "power" resistor in series with the output current path, the OPA547 senses the load indirectly. This allows the current limit to be adjusted from 0mA to 750mA with a 0 to 150 μ A control signal. This is easily done with a resistor/potentiometer or controlled digitally with a voltage-out or current-out DAC.

The Enable/Status (E/S) pin provides two functions. An input on the pin not only disables the output stage to effectively disconnect the load, but also reduces the quiescent current to conserve power. The E/S pin output can be monitored to determine if the OPA547 is in thermal shutdown.

The OPA547 is available in an industry-standard 7-lead staggered and straight lead TO-220 package, and a 7-lead DPAK surface-mount plastic power package. The copper tab allows easy mounting to a heat sink or circuit board for excellent thermal performance. It is specified for operation over the extended industrial temperature range, -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



Copyright © 2002-2005, Texas Instruments Incorporated

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Output Current	See SOA Curve
Supply Voltage, V+ to V-	60V
Input Voltage	(V-) - 0.5V to (V+) + 0.5V
Input Shutdown Voltage	V+
Operating Temperature	-40°C to +125°C
Storage Temperature	-55°C to +125°C
Junction Temperature	150°C
Lead Temperature (soldering 10s) ⁽²⁾	300°C

NOTES: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage. (2) Vapor-phase or IR reflow techniques are recommended for soldering the OPA547F surface-mount package. Wave soldering is not recommended due to excessive thermal shock and "shadowing" of nearby devices.



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

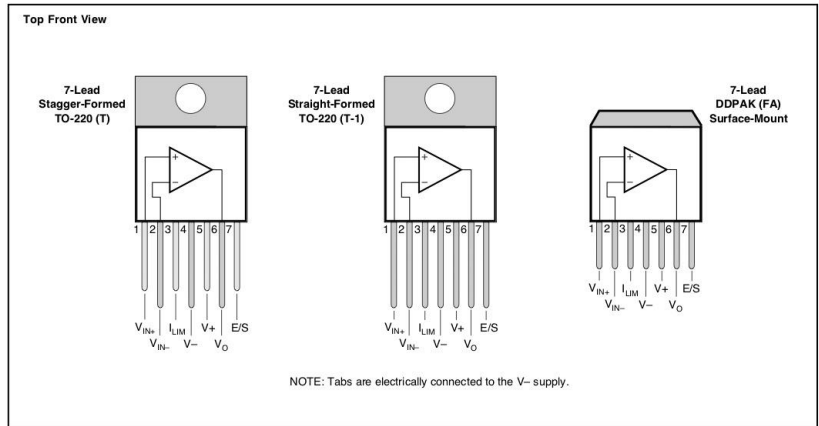
This integrated circuit can be damaged by ESD. Texas Instruments recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

PACKAGE/ORDERING INFORMATION

For the most current package and ordering information, see the Package Ordering Addendum at the end of this document, or see the TI website at www.ti.com.

PIN CONFIGURATIONS



BC546B, BC547A, B, C, BC548B, C

Amplifier Transistors

NPN Silicon

Features

- Pb-Free Packages are Available*

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector - Emitter Voltage	V_{CE0}	65 45 30	Vdc
Collector - Base Voltage	V_{CBO}	80 50 30	Vdc
Emitter - Base Voltage	V_{EBO}	6.0	Vdc
Collector Current - Continuous	I_C	100	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625 5.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5 12	W mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

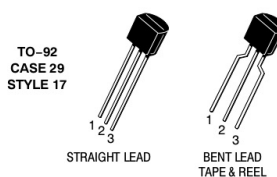
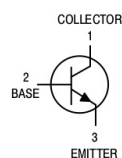
Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C/W}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

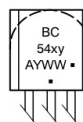


ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



MARKING DIAGRAM



- x = 6, 7, or 8
- y = A, B or C
- A = Assembly Location
- Y = Year
- WW = Work Week
- = Pb-Free Package

(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 5 of this data sheet.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

BC546B, BC547A, B, C, BC548B, C

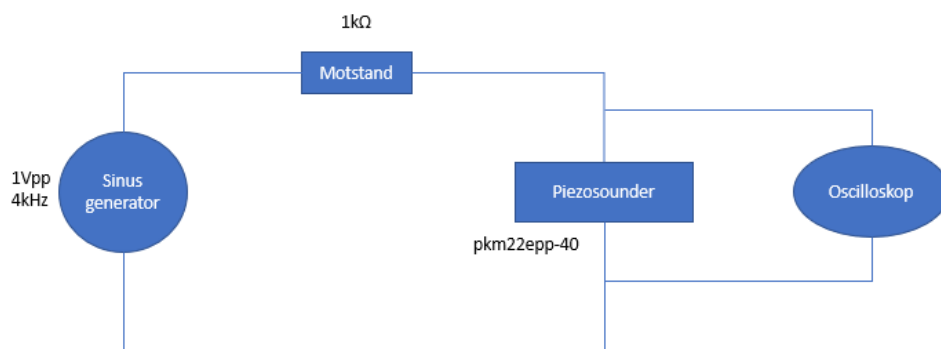
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS						
Collector - Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1.0\text{ mA}$, $I_B = 0$)	BC546 BC547 BC548	$V_{(BR)CEO}$	65 45 30	- - -	- - -	V
Collector - Base Breakdown Voltage ($I_C = 100\ \mu\text{A}$)	BC546 BC547 BC548	$V_{(BR)CBO}$	80 50 30	- - -	- - -	V
Emitter - Base Breakdown Voltage ($I_E = 10\ \mu\text{A}$, $I_C = 0$)	BC546 BC547 BC548	$V_{(BR)EBO}$	6.0 6.0 6.0	- - -	- - -	V
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 70\text{ V}$, $V_{BE} = 0$) ($V_{CE} = 50\text{ V}$, $V_{BE} = 0$) ($V_{CE} = 35\text{ V}$, $V_{BE} = 0$) ($V_{CE} = 30\text{ V}$, $T_A = 125^\circ\text{C}$)	BC546 BC547 BC548 BC546/547/548	I_{CES}	- - - -	0.2 0.2 0.2 -	15 15 15 4.0	nA μA
ON CHARACTERISTICS						
DC Current Gain ($I_C = 10\ \mu\text{A}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$)	BC547A BC546B/547B/548B BC548C	h_{FE}	- - -	90 150 270	- - -	-
($I_C = 2.0\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$)	BC546 BC547 BC548 BC547A BC546B/547B/548B BC547C/BC548C		110 110 110 110 200 420	- - - 180 290 520	450 800 800 220 450 800	
($I_C = 100\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$)	BC547A/548A BC546B/547B/548B BC548C		- - -	120 180 300	- - -	
Collector - Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10\text{ mA}$, $I_B = 0.5\text{ mA}$) ($I_C = 100\text{ mA}$, $I_B = 5.0\text{ mA}$) ($I_C = 10\text{ mA}$, $I_B = \text{See Note 1}$)		$V_{CE(sat)}$	- - -	0.09 0.2 0.3	0.25 0.6 0.6	V
Base - Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10\text{ mA}$, $I_B = 0.5\text{ mA}$)		$V_{BE(sat)}$	-	0.7	-	V
Base - Emitter On Voltage ($I_C = 2.0\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$) ($I_C = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$)		$V_{BE(on)}$	0.55 -	- -	0.7 0.77	V
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS						
Current - Gain - Bandwidth Product ($I_C = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$, $f = 100\text{ MHz}$)	BC546 BC547 BC548	f_T	150 150 150	300 300 300	- - -	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ V}$, $I_C = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)		C_{obo}	-	1.7	4.5	pF
Input Capacitance ($V_{EB} = 0.5\text{ V}$, $I_C = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)		C_{ibo}	-	10	-	pF
Small - Signal Current Gain ($I_C = 2.0\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	BC546 BC547/548 BC547A BC546B/547B/548B BC547C/548C	h_{fe}	125 125 125 240 450	- - 220 330 600	500 900 260 500 900	-
Noise Figure ($I_C = 0.2\text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0\text{ V}$, $R_B = 2\text{ k}\Omega$, $f = 1.0\text{ kHz}$, $\Delta f = 200\text{ Hz}$)	BC546 BC547 BC548	NF	- - -	2.0 2.0 2.0	10 10 10	dB

1. I_B is value for which $I_C = 11\text{ mA}$ at $V_{CE} = 1.0\text{ V}$.<http://onsemi.com>

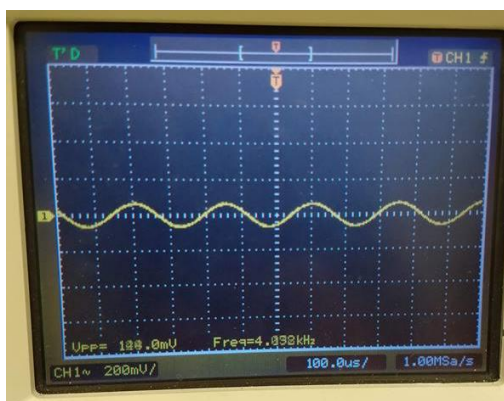
2

D.13 Vedlegg 13: Måling av piezoelementets motstand



Målingen ble utført ved et sinussignal inn på 1Vp-p og en frekvens på 4kHz, begrunnelsen bak frekvensen 4kHz er at PKM22EPP-40 har resonansfrekvens på 4kHz. Piezoelementet var koblet i serie med en motstand på 1k, for å kunne beregne strømmen som fløt i kretsen. Det som kom frem i målingen er at den interne motstanden i piezoelementet varierer fra luft til vann. For design av forsterker vil vi ta hensyn til elementets interne motstand i vann, på grunn av at testingen for sending og mottakelse av signal vil skje under vannoverflaten som et skalert system.

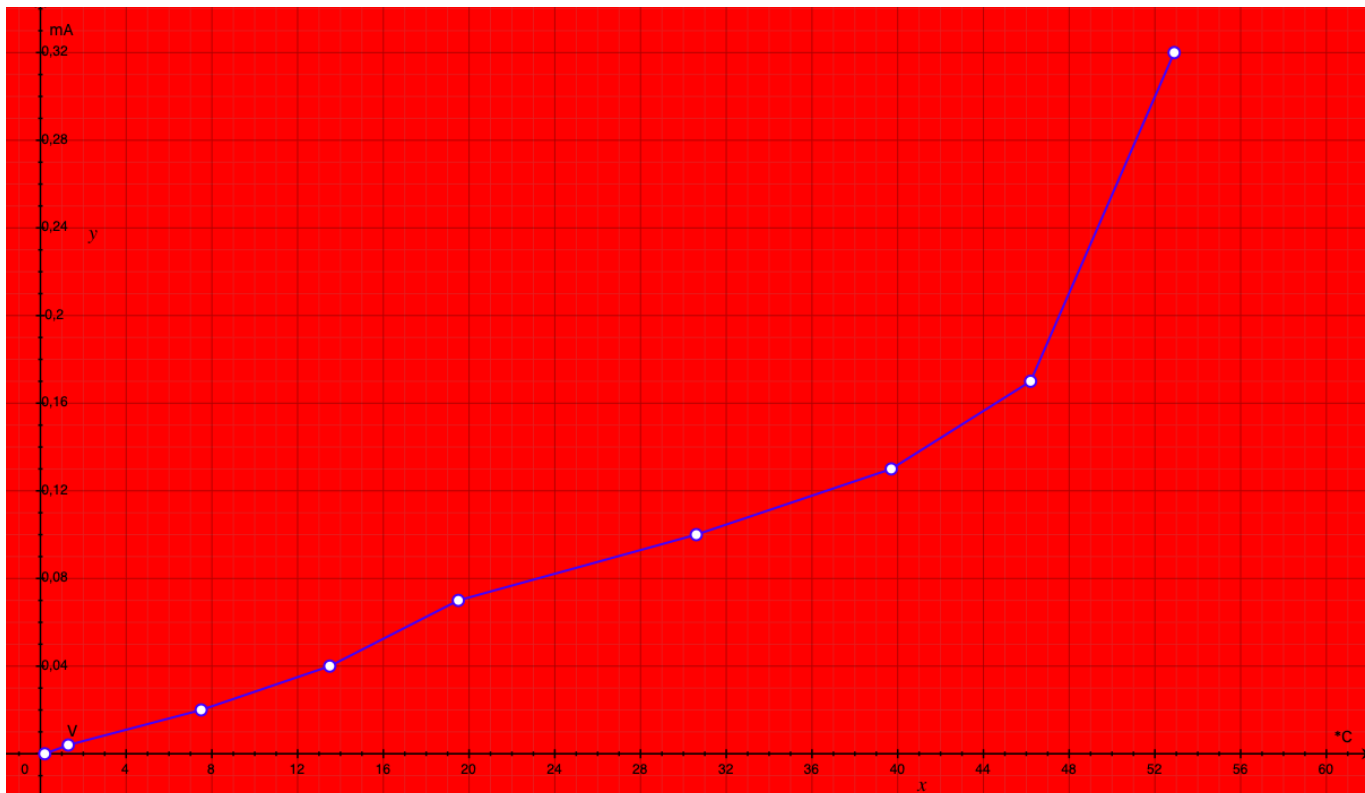
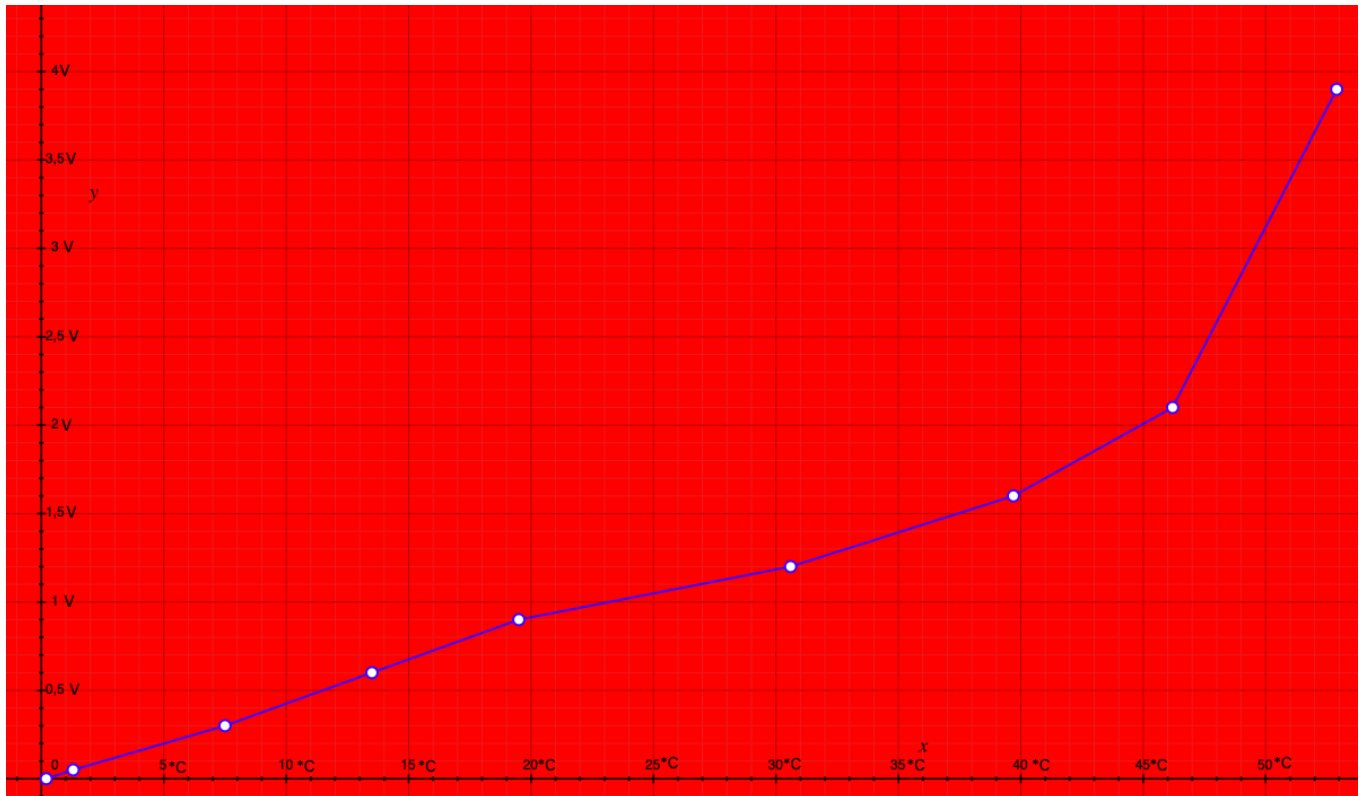
Piezo Element	pkm22epp-40	
Frekvens	4kHz	
Temperatur	21,9°C	
Målt:	i luft	i vann
Spenning ut	1,02	1,02 V
Spenning over motstand	0,28	0,136 V
Spenning over piezo	0,74	0,884 V
Motstand	995	995 Ω
Utrekninger:		
Strøm	0,00028	0,0001 A
Motstand i piezo	2629,64	6467,5 Ω



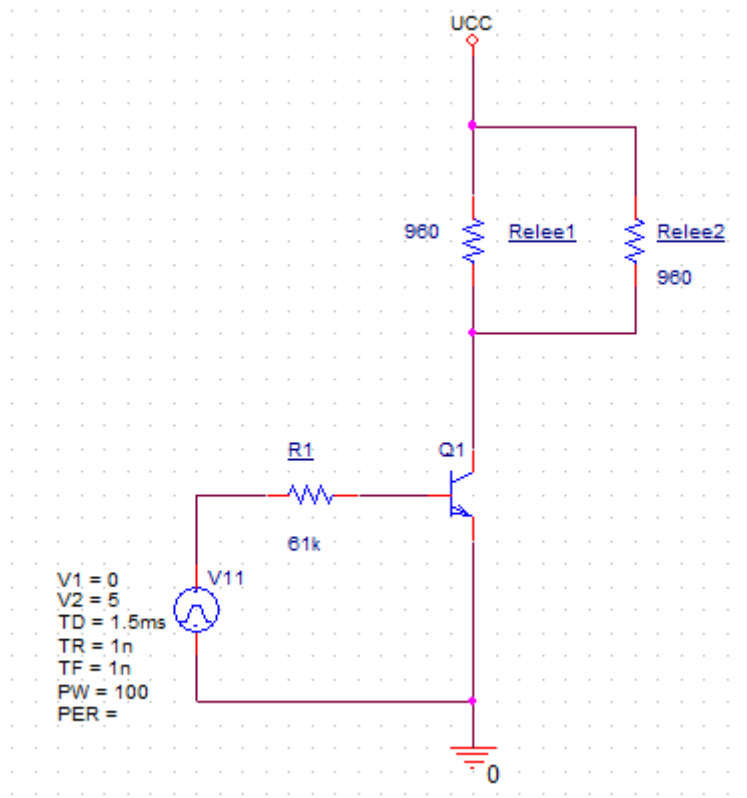
D.14 Budsjett for fullskala system

Budsjett for fullskala sender				Priser hentet fra farnell		
				Frakt ikke inkludert		
Komponent	Navn	Leverandør	Pris pr. stk.	Antall	Pris	Kommentar
Elektronikk						
OpAmp	OPA541	TI	174	1	kr 174,00	
OpAmp	NE5532	TI	9,11	1	kr 9,11	
Komparator	LM311	TI	4,94	1	kr 4,94	
Analog switch	DG419	Maxim	38	1	kr 38,00	
Spenningsregulator	L7815CV	ST	4,22	1	kr 4,22	
Motstander			0,043	15	kr 0,65	
Kondensatorer			1,32	3	kr 3,96	
Dioder	1N4001	Diotec	0,33	4	kr 1,32	
Transistor	BC456	NXP	1	1	kr 1,00	
Kretskort		ITEAD	37	1	kr 37,00	
Sum Elektronikk					kr 274,20	
Hydrofon	Broadband 030	Reson	50000	1	kr 50 000,00	
Sum					kr 50 274,20	

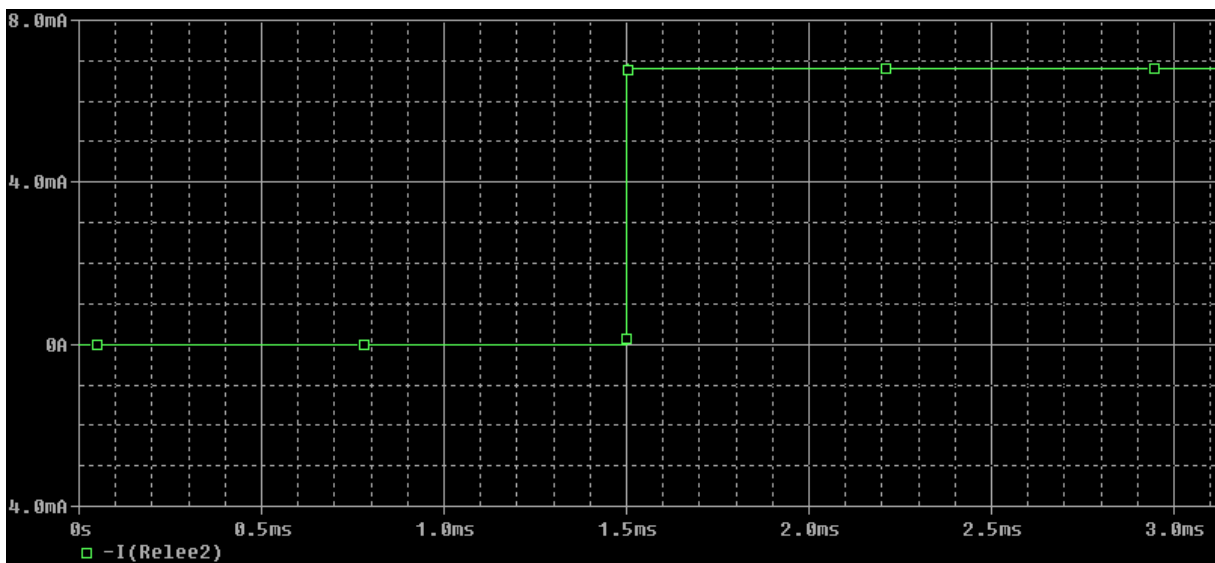
D.15 Termotest med varmepistol



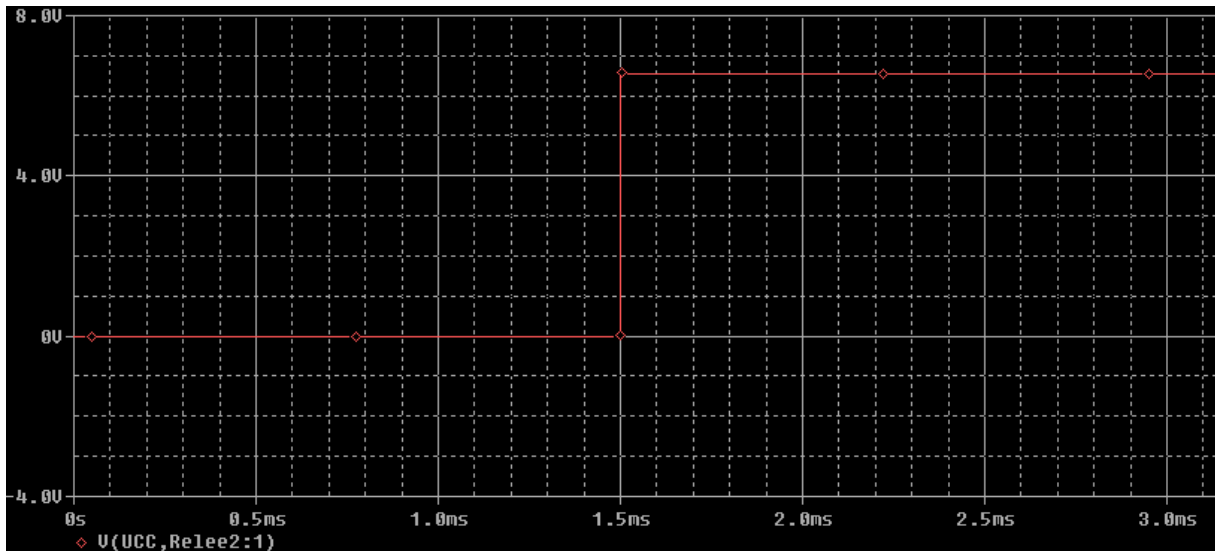
D.16 Simulering av transistor



Figur 37: Simuleringskrets for bryter

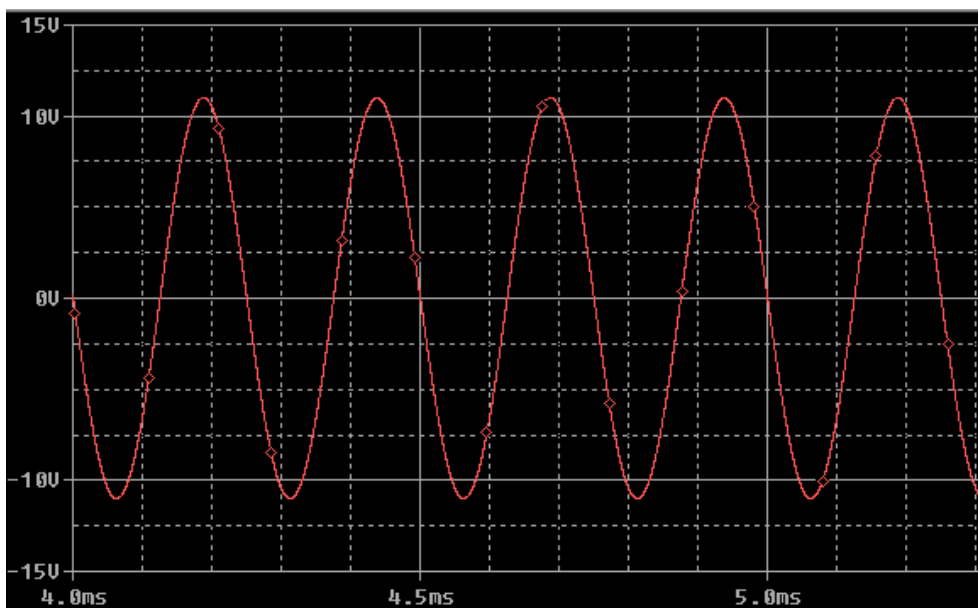


Figur 38: Simulering av strøm gjennom Relé



Figur 39: Spenning over Relé

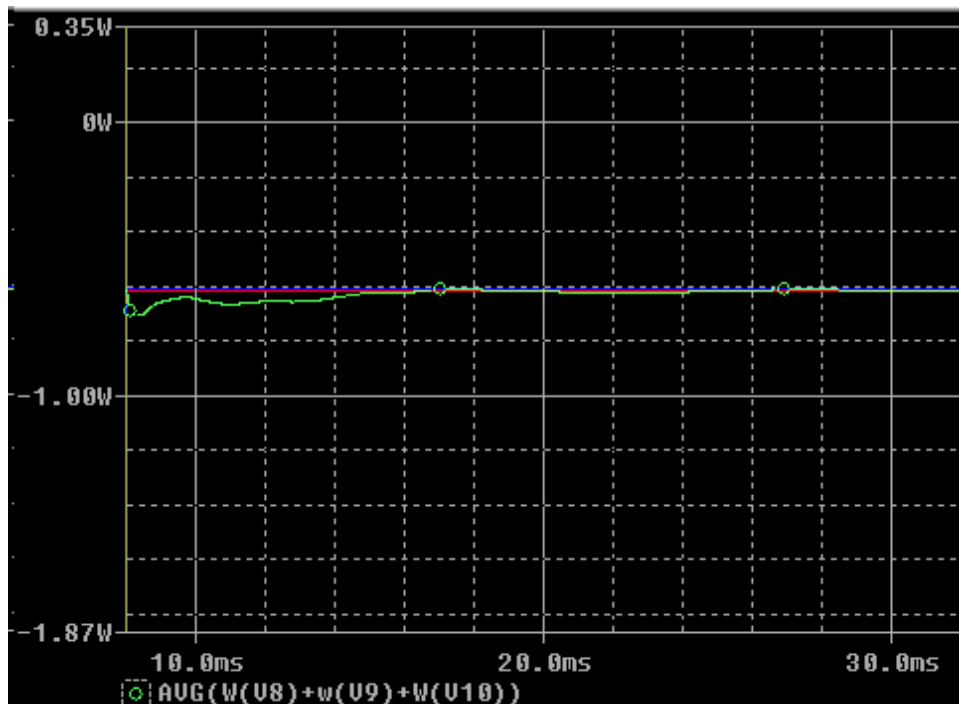
D.17 Simulering av forsterker til prototype



Figur 40: Simulering av forsterker til sender

D.18 Simulering av effektbruk til prototype

Her vises simuleringen av effektbruken.



Figur 41: Simulert effekt for prototypen

Den simulerte effekten er for hele prototypen er ca. 600 mW.