

**Sensorer og Instrumentering  
Radar  
Labrapport 2  
Gruppe 49**

**Sander Bakke**  
*sandebs@stud.ntnu.no*

**Kolbjørn Bølgen**  
*kolbjosk@stud.ntnu.no*

Vår 2024

---

## Forord

Vi ønsker å rette en spesiell takk til Instituttet for Elektroniske Systemer ved NTNU for deres generøse støtte gjennom utlån av Raspberry Pi, samt den grundige opplæringen og tilgjengeliggjøringen av nødvendig utstyr. Videre uttrykker vi vår dype takknemlighet overfor Lånekassen, som har gjort det mulig å finansiere anskaffelsen av andre essensielle komponenter og måleutstyr for gjennomføringen av dette prosjektet.

Vi ønsker også å rette en hjertelig takk til professorer, studentassisterenter og øvrige ansatte ved Institutt for Elektroniske Systemer for deres uvurderlige støtte og veiledning gjennom hele prosessen med å utarbeide denne labrapporten. Uten deres ekspertise, dedikasjon og tålmodighet ville denne rapporten ikke ha vært mulig å fullføre. Våre medstudenter fortjener også anerkjennelse for deres oppmuntrende ord og konstruktive tilbakemeldinger som har bidratt til å forbedre vårt arbeid.

I tillegg ønsker vi å uttrykke vår takknemlighet overfor våre familier og venner for deres kontinuerlige støtte og forståelse gjennom den utfordrende studieperioden. Til slutt vil vi takke alle andre som har bidratt indirekte til dette prosjektet gjennom deling av kunnskap, inspirerende samtaler og verdifulle diskusjoner. Deres bidrag har medført både faglig og personlig vekst.

---

## Sammendrag

Denne rapporten beskriver nødvendig teori, design og testing av et målesystem som benytter radarmodul med hensikt å måle hastighet til en radiostyrt bil. Systemet er satt sammen av en dopplerradar med aktivt båndpassfilter på utgangene, som videre er koblet på et målesystem bestående av to ADC-er og en Raspberry Pi. Målet for oppgaven er å måle radiell hastighet til en radiostyrt bil med høy nøyaktighet og effektive målinger.

Det er blitt gjort målinger på tre ulike teoretiske hastigheter på

$\{V_1, V_2, V_3\} = \{0.96, 2.25, -0.89\}$ m/s, med fire målinger per. Disse målingene har henholdsvis gitt standardavvik og standardfeil på  $\sigma_{1-3}\{0.15, 0.10, -0.89\}$ m/s, og  $\frac{\sigma_{1-3}}{\sqrt{4}} = \{0.0075, 0.05, 0.011\}$ m/s. Kontrollmålinger av teoretiske hastigheter ble gjort med stoppeklokke og målebånd, og antas å være noe unøyaktige. Videre er målingene delt opp i fire segmenter for å kunne analysere målingene med og uten akselrasjon. Disse analysene peker på en høyre grad av nøyaktighet på målinger av høyere hastigheter.

Radar systemet hadde en gjennomsnittlig SNR på  $\text{SNR}_{tot,snitt} = 12.27\text{dB}$ , regnet ut fra Matlab-funksjonen *snr*. Denne funksjonen antas å gi unøyaktige svar grunnet interferens, da det ved visuell analyse av spektrogram er observert 50dB forskjell mellom motatt signal og støygulv. Dermed konkluderes det med at radar systemet er blitt realisert med god nøyaktighet. Det er verdt å merke seg at radarmodulen tilfører støy som er forblitt uhåndtert.

---

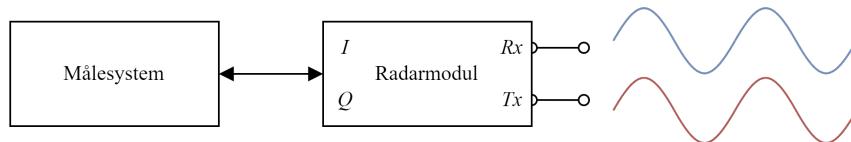
# Innhold

<b>1 Innledning</b>	<b>1</b>
<b>2 Teori</b>	<b>2</b>
2.1 Radarens Virkemåte . . . . .	2
2.2 Båndpassfilter . . . . .	7
2.3 Støy . . . . .	10
<b>3 Doppler Radar</b>	<b>12</b>
3.1 Blokkskjema . . . . .	12
3.2 Kretsskjema . . . . .	12
<b>4 Realisering, Test og Resultater</b>	<b>14</b>
4.1 Realisering av system . . . . .	14
4.2 Test og Resultater . . . . .	16
<b>5 Diskusjon</b>	<b>25</b>
<b>6 Konklusjon</b>	<b>27</b>
<b>Referanser</b>	<b>28</b>
<b>A Vedlegg</b>	<b>29</b>
A.1 Github . . . . .	29
A.2 Utstyrsliste . . . . .	29
A.3 Programvare . . . . .	29
A.4 Ekstra Figurer/Grafer . . . . .	30

---

## 1 Innledning

I flere og flere moderne elektroniske systemer benyttes radar til ulike applikasjoner. Denne rapporten vil ta for seg et målesystem som benytter en ferdig konstruert radarmodul til å måle hastigheten til radiostyr bil. En forenklet representasjon av systemet er vist i Figur 1.



**Figur 1:** Forenklet blokkdiagram for oppsett av et målesystem med radar. Radar består av *transmitter* (Tx) og *receiver* (Rx) antenner, og sender mellomfrekvensene  $I$  og  $Q$  til resterende målesystem.

Radar er et akronym for *Radio Detection And Ranging*, og er et instrument som benytter radiomålinger til å måle retning og avstand til andre objekter [1]. Det finnes et bredt sortiment av radar brukt til ulike applikasjoner. Eksempler på dette er LIDAR (*Light Detection and Ranging*) for tredimensjonal kartlegging, og sekundærradarer for sending og mottak av signaler, SAR (*Synthetic Aperture Radar*) for å generere bilder av jorden [2]. Denne rapporten tar for seg bruk av *dopplerradar* for hastighetsmåling, samt dataprosessering for representasjon av målingene. Det har vært en kontinuerlig utvikling i feltet siden Christian Doppler først presenterte sin hypotese i 1842 [3]. Vår utvikling bygger på disse grunnlagene.

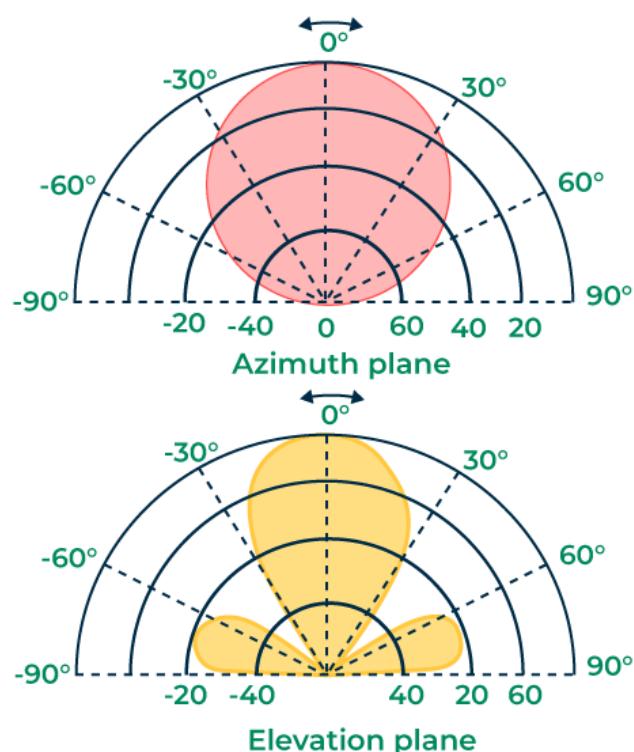
Dette arbeidet antar tilgjengelighet av spesifikk teknologi og infrastruktur for gjennomføring av eksperimenter og tester, og det er begrensinger tilknyttet rekkevidden og nøyaktigheten som kan oppnås gitt de eksisterende teknologiske rammebetingelsene. Midlertidig er disse forbeholdene viktige for å skape realistiske forventninger og sette våre resultater i en praktisk kontekst. Målet er å utvikle et nøyaktig og effektivt system som responderer minimalt til uønskede ytre påvirkninger.

Denne rapporten bygger videre på et målesystem diskutert og testet i en tidligere rapport [4]. Dvs. at mye grunnleggende informasjon for forståelse av målesystemet, samt dataoverføring og -behandling ikke vil bli gjentatt her. Vi skal ta for oss virkemåten til en gitt radarmodul, og undersøke hvordan den kan anvendes til hastighetsmålinger.

## 2 Teori

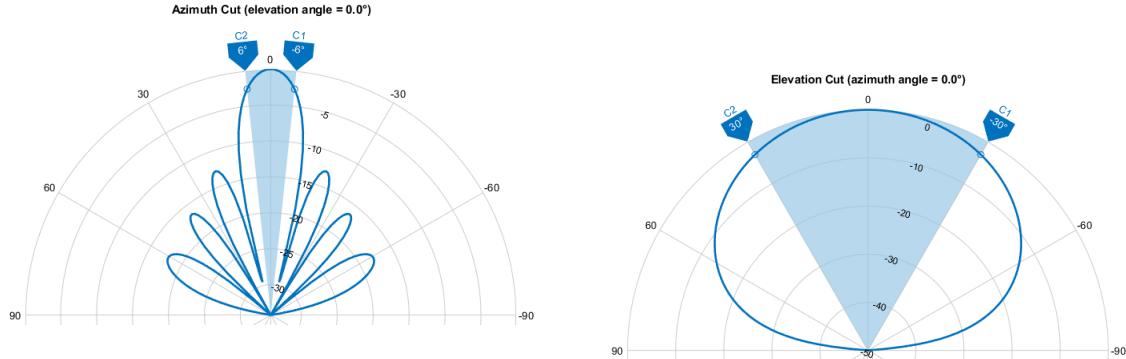
### 2.1 Radarens Virkemåte

Et strålingsdiagram beskriver hvordan antennen utstråler eller mottar effekt fra forskjellige retninger i rommet. Ved beskrivelsen av et slikt diagram, brukes to vinkler som står  $90^\circ$  på hverandre *Elevation* (vertikal),  $\theta$ , og *Azimuth* (horisontal),  $\phi$ , som illustrert for en enkelt patch-antenne i Figur 2. Et slikt strålingsdiagram tar utgangspunkt i *Far-Field* som er hvordan de elektromagnetiske bølgene (EM-bølgene framover) breder seg ut i rommet «langt» borte fra antennen, slik at de kan anses som planbølger.



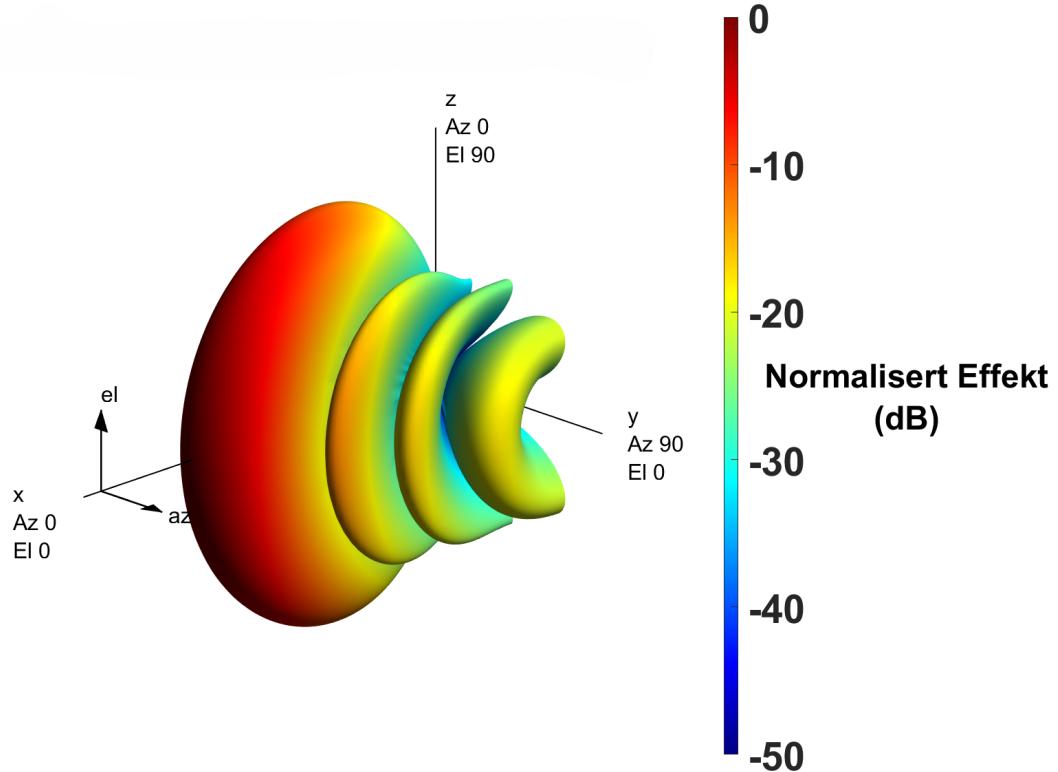
**Figur 2:** Strålingsdiagram for en patch-antenne, tatt fra [5].

Direktiviteten beskriver intensiteten av utstrålt effekt i en bestemt retning, i forhold til all utstrålt effekt. Direktiviteten til en antenn sammenlignes ofte med den utstrålte effekten av en isotropisk antenn, som utstråler energien likt i alle retninger. Direktiviteten til en enkelt patch-antenne er typisk rundt 5-7 dB [5]. Denne direktiviteten kan forbedres ved å konstruere en antennearray, som består av flere patch-antennene. Dette gir opphav til både konstruktiv og destruktiv interferens, hvor signalene fra de forskjellige antennene kombineres for å forsterke strålingen i ønskede retninger og dempe den i uønskede retninger. En enkel simulering av en  $2 \times 8$  array, med en halv bølgelengde i avstand mellom elementene, er illustrert i Figur 3.



(a) Azimuth strålingsdiagram (normalisert), med markert direktivitet på cirka lik  $12^\circ$ , og 6 sideløber (3 på hver side).

(b) Elevation strålingsdiagram (normalisert), med markert direktivitet på cirka  $60^\circ$ , ingen sideløber.



(c) 3-dimensjonalt strålingsdiagram av  $2 \times 8$  array.

**Figur 3:** Simulering av  $2 \times 8$  array i isotropiske omgivelser. Merknad, denne vil være symmetrisk i negativ x retning, og dette er uten noen form for reflektor. Simulering fra *AntenneArray.mlx* i Vedlegg A.1.

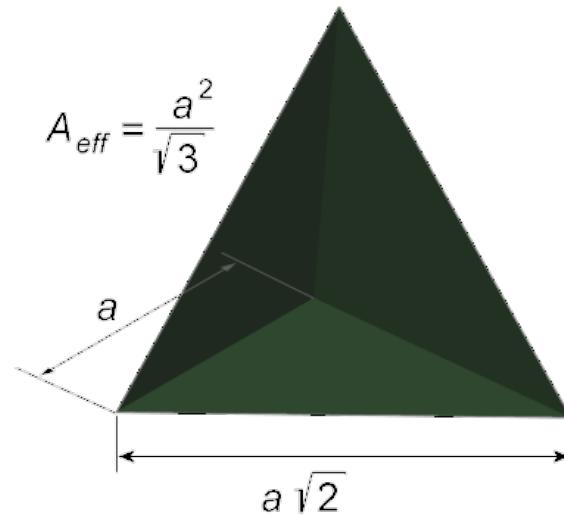
## Antennevinning

Antennevinning er tett knyttet til direktiviteten til antennen, samt *effektiviteten*, som er et mål på hvor godt en antennen klarer å omgjøre elektriske signaler til EM-bølger, ytterligere forklart i [6][Kap. 2.8]. Fra [6][Eq. (2-51), s. 68] får vi også en førsteordens tilnærming av antennevinningen  $G_a$ , avhengig av  $\phi$  og  $\theta$ , som beskrevet i likning (1), noe som tar utgangspunkt i den retningen med maksimal direktivitet.

$$G_a \simeq \frac{30000}{\phi \cdot \theta}, \quad G_a[\text{dB}] \simeq 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{30000}{\phi \cdot \theta}\right) \quad (1)$$

## Radartverrsnitt

Når en EM-bølge treffer et objekt, vil effekten spres i forskjellige retninger, noe som er avhengig av objektets form. Radartverrsnittet er et kvantitativt mål som representerer hvordan en EM-bølge ville ha blitt spredt hvis den ble reflektert av en isotropisk kule. Denne kula sprer effekten likt i alle retninger og gir samme effekt i den mottakende antennen som det faktiske objektet [6][s. 96]. Ved bruk av en trihedral hjørnereflektor, illustrert i Figur 4 og beskrevet i [7], vil radartverrsnittet  $\sigma_r$  være gitt av bølgelengden til signalet,  $\lambda$ , og katetlengdene på trekantene,  $a$ , som beskrevet likning (2).

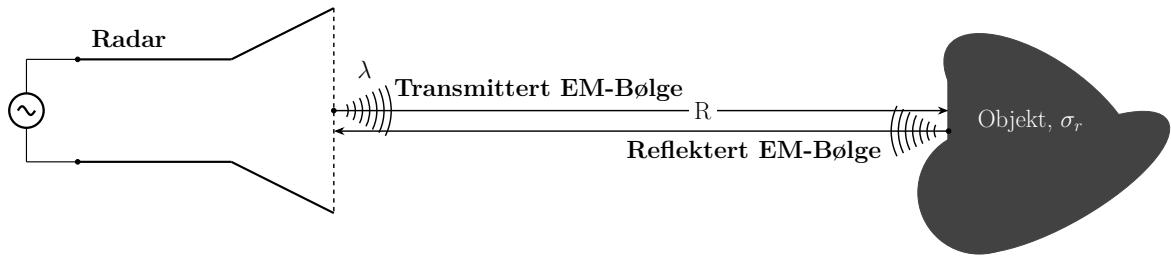


**Figur 4:** Trihedral hjørnereflektor, tatt fra [7].

$$\sigma_r = \frac{4\pi a^4}{3\lambda^2} \quad (2)$$

## Radarlikningen og Avstandsmåling

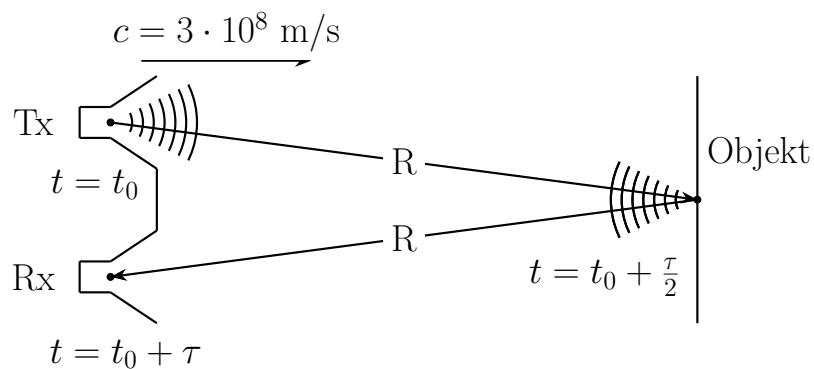
Ved å benytte en radar bestående av både en *transmitter* (*Tx*) og *receiver* (*Rx*) antenne, kan man beregne forholdet mellom sendereffekten,  $P_t$ , og den mottatte effekten,  $P_r$ . Dette gjøres ved å ta i bruk antennevinning, avstanden  $R$  til objektet, objektets radartverrsnitt, samt bølgelengden til det utsendte signalet, som beskrevet i likning (3), basert på [6][Eq. (2-126), s. 98].



**Figur 5:** Transmittert og reflektert EM-bølge.

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{G_a^2 \sigma_r \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad (3)$$

I tillegg kan man finne avstanden ved bruk av lyshastigheten  $c$  og tidsdifferansen  $\tau$  mellom transmittert og mottatt signal, som illustrert i Figur 6 og beskrevet i likning (4). Ved bruk av radar som sender ut kontinuerlig-bølge (CW, *Continuous Wave*), må det benyttes frekvensmodulering for å kunne skille mellom tidspunktene fra utsendt signal og mottatt ekko.

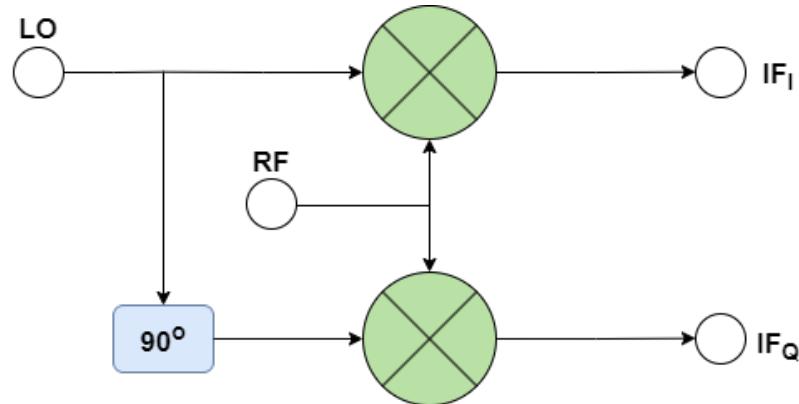


**Figur 6:** Avstandsmåling ved tidsdifferanse mellom transmittert og mottatt signal.

$$R = \frac{\tau}{2}c \quad (4)$$

## Kvadraturmikser

En kvadraturmikser, også kjent som en I/Q-mikser, er en fire-ports enhet som blander frekvensene  $\omega_1$  og  $\omega_2$  som beskrevet i likning (5). Disse frekvensene tilhører signalene som sendes inn på portene LO (lokal oscillator) og RF (radiofrekvens). Resultatet er utgangssignalene  $I(t)$  på porten  $IF_I$  (i-fase mellomfrekvens) og  $Q(t)$  på porten  $IF_Q$  (kvadratur mellomfrekvens). Signalene  $I(t)$  og  $Q(t)$  er identiske, men med en faseforskyvning på  $90^\circ$  mellom hverandre. Disse kan derfor kombineres til et komplekst signal  $x(t)$  eller en *I-Q-phasor*, som beskrevet i likning (6), hvor  $j = \sqrt{-1}$ .



**Figur 7:** I/Q-mikser.

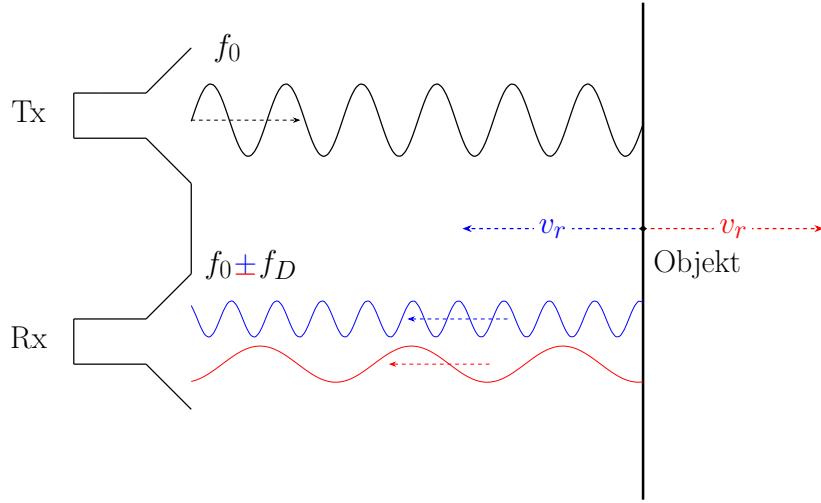
$$\cos(\omega_1) \cdot \cos(\omega_2) = \frac{1}{2}[\cos(\omega_1 - \omega_2) + \cos(\omega_1 + \omega_2)], \quad \omega = 2\pi f \quad (5)$$

$$x(t) = I(t) + jQ(t) \quad (6)$$

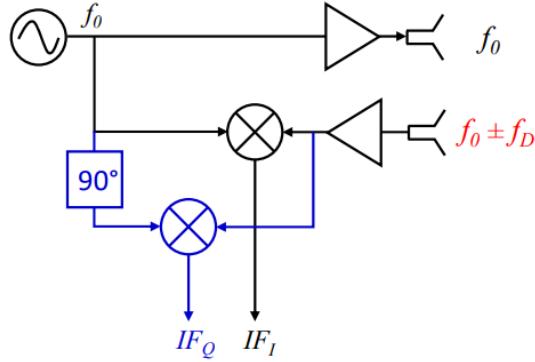
## Dopplerskift og Radiell Hastighet

Dersom man tar utgangspunkt i en stasjonær CW-radar, kan man finne den radielle (relative) hastigheten  $v_r$  et objekt har, ved hjelp av frekvensen til radaren  $f_0$ , lyshastigheten  $c$  og dopplerskift  $f_D$ , som illustrert i Figur 8 og beskrevet i likning (7), basert på [8][Eq. (3.2a), s. 69] og beskrevet ytterligere i [8][Kap. 3.2]. Ved bruk av en kvadraturmikser vil et signal med radarens frekvens sendes inn på LO, og man vil deretter motta det samme signalet med tilhørende dopplerskift i RF, som illustrert i Figur 9. Fra likning (5), får vi at  $IF_I$  og  $IF_Q$  består av et sinussignal med dopplerskiftet som frekvens, og et annet sinussignal med cirka dobbel frekvens fra utsendt signal. Ved gigahertz signaler vil den høyeste frekvensen ligge langt utenfor båndbredden til mikserne, og man står kun igjen med dopplerfrekvensen.

$$v_r = \frac{c f_D}{2 f_0} \quad (7)$$



**Figur 8:** Dopplerskift ved et objekt som beveger seg mot eller bort fra radar.



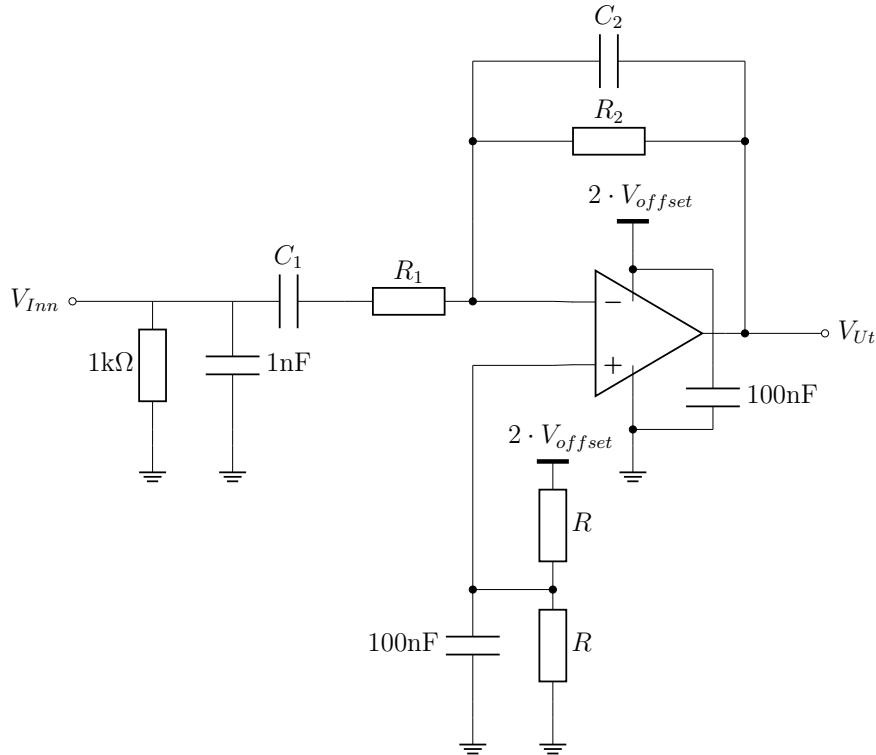
**Figur 9:** Hentet fra radar labforelesning i TTT4280.

## 2.2 Båndpassfilter

I radarsystemer er støyreduksjon essensielt for målenøyaktigheten og påliteligheten av detekterte signaler. Aktive båndpassfiltre spiller en kritisk rolle i denne sammenheng ved å selektivt tillate frekvenser innenfor et bestemt område – radarsignalenes båndbredde – mens de demper frekvenser utenfor dette området, inkludert støy og irrelevante signaler. Denne prosessen forbedrer også SNR-en, som er avgjørende for nøyaktige hastighetsmålinger i radarapplikasjoner [9].

Disse filtrene er også avgjørende for å avvise interferens fra andre kilder i miljøer med høy elektromagnetisk aktivitet, slik at kun ønskede frekvenser blir behandlet. Fleksibiliteten og justerbarheten til aktive båndpassfiltre, som kan designes med variabel frekvens og Q-faktorer (kvalitetsfaktorer), gjør dem ytterst nyttige under varierte operasjonelle forhold. Dette sikrer at radarsystemet kan tilpasse seg ulike miljøforhold og operasjonelle utfordringer, og opprettholder en høy grad av signalintegritet og systemytelse [10].

Grunnet da relativt små reflekterte signaler fra typiske objekter, er det nødvendig å forsterke outputet til signalene  $I(t)$  og  $Q(t)$  fra radarmodulen [11]. Slik får vi dempet både lave og høye frekvenser utenfor området vi er interessert i. Ytterligere vil en lav knekkfrekvens i starten av filteret,  $f_{c,nedre}$ , bidra til å fjerne eventuelt DC-offset fra  $I$ - og  $Q$ -signalene, mens den øvre knekkfrekvensen,  $f_{c,\varnothing vre}$ , vil fjerne unødvendige/uønskede frekvenser. Et eksempel på et aktivt båndpasstilte med egenskapene beskrevet over er illustrert i Figur 10.



**Figur 10:** Aktivt båndpass filter med DC-offset og forsterkning. Inspirert av [11][Fig. 4.2, s. 25]

Filteret i Figur 10 er satt sammen av et høypassfilter, et lavpassfilter og en operasjonsforsterker med spenningsforsyning. For å kunne bestemme filterets oppførsel er en nødt til å velge riktig komponentverdier. Dette gjøres ved å utlede noen formler fra filterets systemfunksjon,  $H(s)$ , i likning (8) [12].

$$H(s) = -\frac{R_2 C_1 s}{(1 + C_1 R_1 s)(1 + C_2 R_2 s)} \quad (8)$$

Videre brukes systemfunksjonen til å finne forsterkningen  $G$ , med  $s = j\omega$ .

$$G = \sqrt{(H(j\omega_0))(H(-j\omega_0))} = \frac{R_2 C_1}{C_1 R_1 + C_2 R_2} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\omega_1^{-1}}{\omega_1^{-1} \omega_2^{-1}} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\omega_1}{\omega_2}}, \quad (9)$$

der  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$ ,  $\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$ , og  $\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2}$ .

I dette filteret er det ønkelig å oppnå et bredt frekvensbånd, altså  $\omega_2 \gg \omega_1$ , slik at  $\frac{\omega_1}{\omega_2} \rightarrow 0$ . Filterets forsterkning  $G$  vil derfor kun være avhengig av forholdet mellom  $R_1$  og  $R_2$ , gitt i likning (10) både lineært og i dB.

$$G = \frac{R_2}{R_1}, \quad G[\text{dB}] = 20\log_{10}\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (10)$$

Som beskrevet over er det essensielt å kunne velge knekkfrekvensene  $f_{c,nedre}$ , tilhørende lav-passfilteret, og  $f_{c,\varnothing vre}$ , tilhørende høypassfilteret, for å kunne oppnå ønsket oppførsel på båndpassfilteret. Disse blir beskrevet av likningene (11) og (12), utledet fra systemfunkjonen i (8).

$$f_{c,nedre} = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} \quad (\text{Nedre Knekkfrekvens}) \quad (11)$$

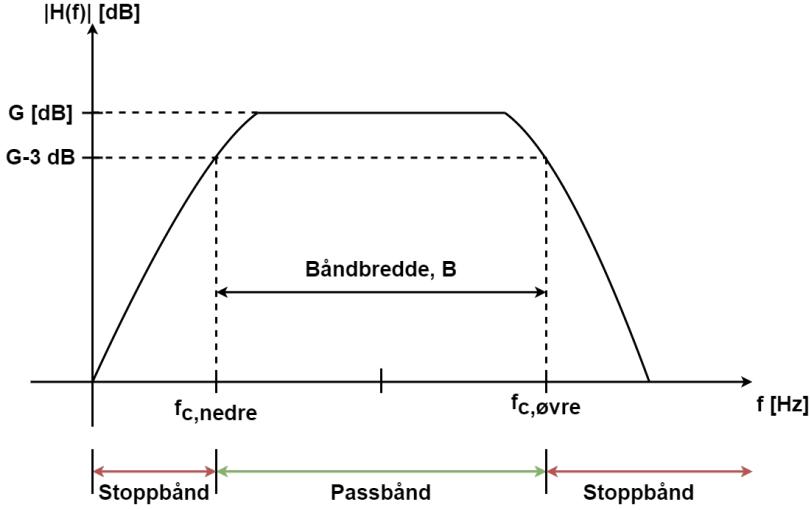
$$f_{c,\varnothing vre} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} \quad (\varnothing vre Knekkfrekvens) \quad (12)$$

I begge disse likningene er det to ukjente størrelser, en motstandene  $R_1$  og  $R_2$ , og en kondensatorene  $C_1$  og  $C_2$ . Når en skal komme fram til disse komponentverdiene vil det være hensiktsmessig å ta utgangspunkt i hvilke komponenter man har tilgjengelig, og sette verdier på de komponentene man har færrest av, for så å beregne likningene med kun en ukjent.

Størrelsene  $f_{passbånd}$  og  $B$  gir mål på henholdsvis hvilke frekvenser som inngår i filterets passbånd og hvor stort dette er.

$$f_{passbånd} = [f_{c,nedre}, \quad f_{c,\varnothing vre}] \quad (\text{Passbånd frekvens})$$

$$B = f_{c,\varnothing vre} - f_{c,nedre} \quad (\text{Båndbredde})$$



**Figur 11:** Amplituderespons  $|H(f)| = |H(s)|_{s=j2\pi f}$  til vilkårlig båndpassfilter.

## 2.3 Støy

I konteksten radarapplikasjoner, vil støy referere til alle uønskede signaler som forstyrrer eller har en negativ påvirkning på de signalene radarapplikasjonen skal oppdage. Dersom støy ikke blir håndtert vil det redusere ytelsen til applikasjonen ved å minke nøyaktigheten, rekkevidden og oppløsning til målingene. Relevante støykilder, i tillegg til de som inngår i prosesseringen diskutert i [4], inkluderer termisk støy, systemstøy og andre eksterne støykilder.

### Termisk Støy

*Termisk støy* ansees den mest fundamentale formen for støy, da den opptrer i så å si alle systemer. Denne typen støy oppstår av at elektroner har stokastiske bevegelser i materialer med ledningsevne, og kollisjoner med andre atomer med liknende stokastiske bevegelser [13][s.36]. Når temperaturen øker vil både bevegelsene og atomene øke i størrelse, og elektronbevegelser vil generere små strømpulser som akkumuleres til en *støyspenning*. Siden elektronenes bevegelser og akselerasjoner er tilfeldige gir de også opphav til elektromagnetiske bølger over et bredt frekvensspektrum. Støy med flatt effekttetthetsspektrum kalles gjerne *hvit støy*, eller *gaussisk støy*. En stokastisk prosess  $x(t)$  kalles også hvit gaussisk støy dersom den er en stasjonær gaussisk prosess med middelverdi  $\mu = 0$  og et flatt effekttetthetsspektrum er gitt ved likning (13), hentet fra [13][s. 36].

$$S_n(f) = \frac{N_0}{2}, \quad (13)$$

der  $N_0 = k_B T$  er støyeffekten per Hz i båndbredde i [Watt/Hz].

Ved å bruke et båndpassfilter, som det diskutert i seksjon 2.2, kan en filtrere et båndbegrenset hvitt støyspektrum med effekttettheten gitt av likning (13), vil støyeffekten  $N$  innenfor en

gitt båndbredde  $B$  være gitt av (hentet fra [13], s. 37):

$$N = S_n(f) \cdot 2B = \frac{N_0}{2} \cdot 2B = k_B T B \quad (14)$$

### Systemstøy og eksterne støykilder

Systemstøy, støy fra interne kilder, refererer til støy generert av radarutstyret selv, som mottakerstøy og kvantiseringsstøy. En viktig del av systemstøya er fasestøy, som kommer fra oscillasjonene i transmitteren og receiveren. Slikt støy vil kunne gi fasefeil i sendte og motatte signaler, som kan resultere i unøyaktige hastighets- og avstandsmålinger ved bruk av dopperradar [14]. Fasestøya vil også øke i radarmoduler som benytter forsterkere.

Mottakerstøy inkluderer støykilder som termisk støy fra mottakerens elektronikk og støy introdusert av lavstøyforsterkere (*Low Noise Amplifiers, LNA*). Ved å minimere mottakerstøya vil systemets SNR forbedres, og dermed muligheten til å detektere svakere mål [15].

Den beste metoden for å minimere fasestøy og mottakerstøy går inn på å velge riktige komponenter til radarmodulen [16]. Derimot, i prosjekter som dette, er slike komponentvalg ikke tilgjengelig, ettersom det brukes en ferdig konstruert radarmodul.

Eksterne støykilder kan inkludere menneskeskapte kilder, som radiostøy fra andre elektroniske systemer og kommunikasjonssystemer, eller uønskede bevegelser og refleksjoner fra andre nærliggende objekter enn måleobjektet.

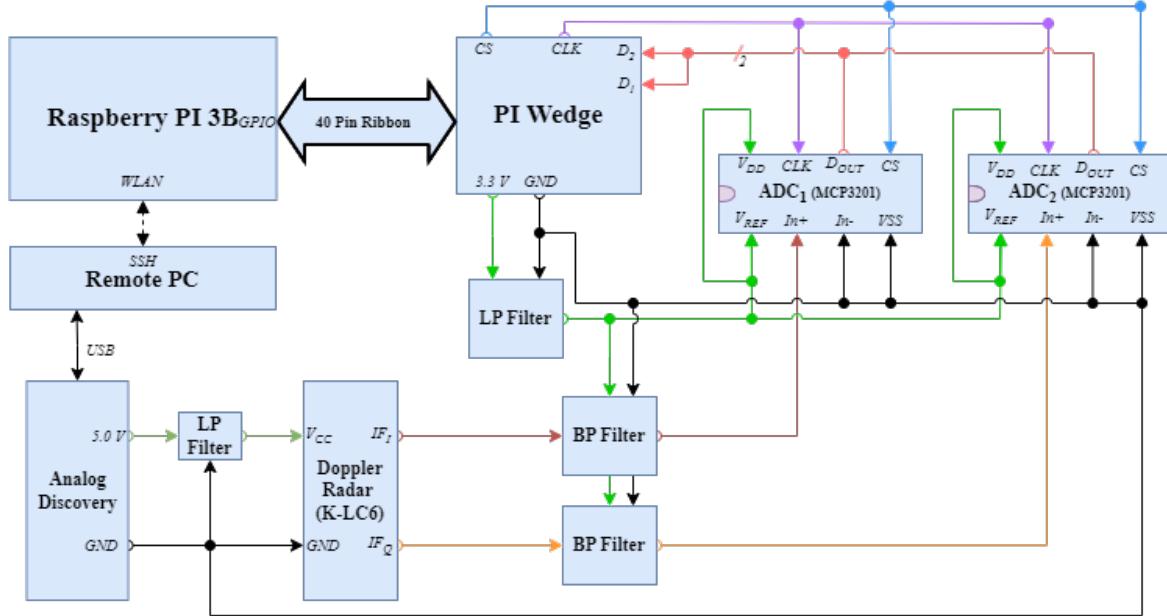
Generelt vil det være mulig å minimere støy ved filtrering av signalene, som med et båndpassfilter, og digital signalbehandling med digital filtrering, bruk av vindusfunksjoner og zero-padding, som diskutert i [4].

Ytterligere forklaring av kvantiseringsstøy og SNR er gjort i [4].

### 3 Doppler Radar

#### 3.1 Blokkskjema

En overordnet beskrivelse av funksjon og oppførsel til det totale systemet, er illustrert som et blokkskjema i Figur 12.



Figur 12: Blokkskjema av doppler radar målesystem.

Store deler av dette skjemaet er allerede beskrevet i [4] seksjon 3.1, og denne rapporten vil ikke overlappe med den beskrivelsen.

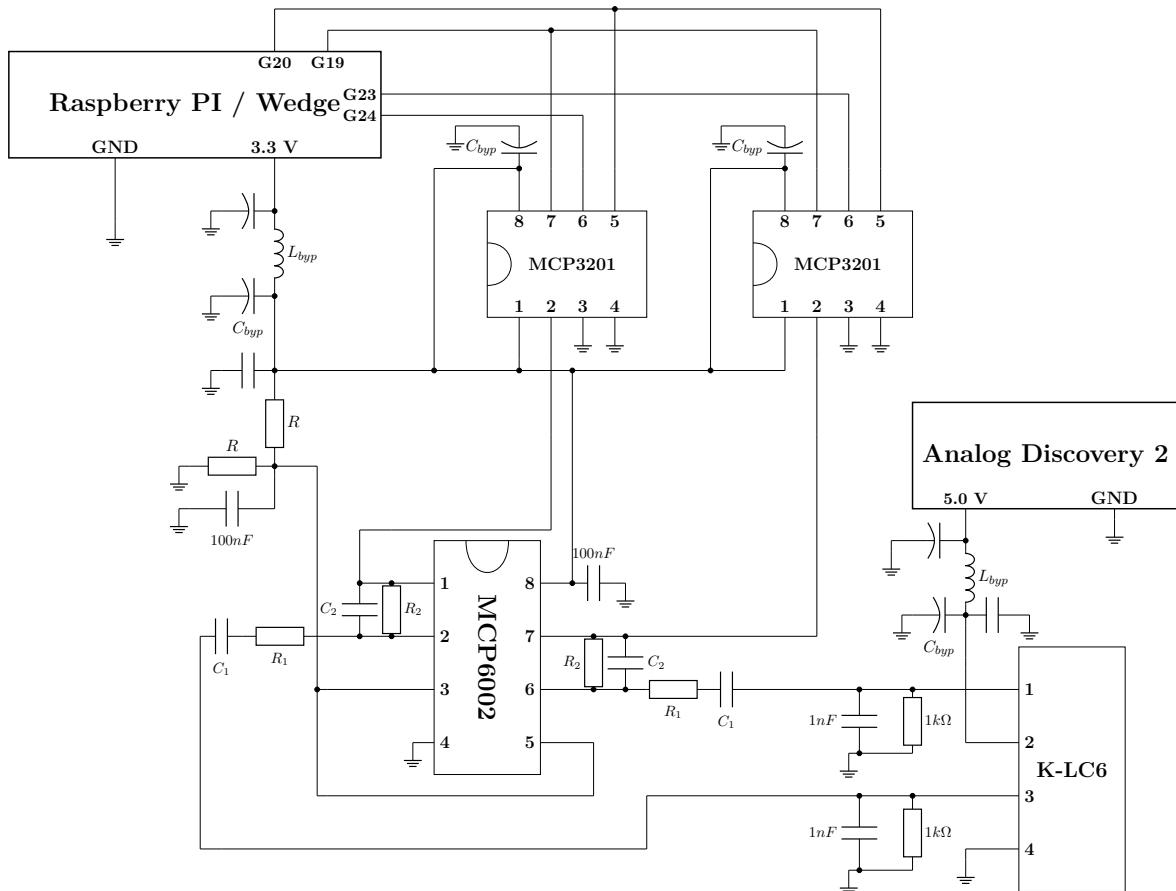
De endringene fra [4] en kan se av figuren er en ny spenningsforsyning på 5V og jordforsyning fra *Analog Discovery*, samt et ekstra lavpassfilter for å redusere støy fra spenningskilden, koblet til *Doppler Radar (K-LC6)* på henholdsvis pinnene  $V_{CC}$  og  $GND$ . Videre kan en se at radarmodulen sine pinner  $IF_I$  og  $IF_Q$  sender signal gjennom hvert sitt båndpassfilter, som får 3.3V forsyning fra *PI Wedge* via et lavpassfilter. Videre blir de filtrerte signalene  $IF_I$  og  $IF_Q$  samlet av ADC-ene  $ADC_1$  og  $ADC_2$  for digital signalbehandling.

#### 3.2 Kretsskjema

Kretsskjemaet, illustrert i Figur 13, vil dele noen likheter med blokkskjemaet, og kretsskjemaet i [4]. Igjen vil denne rapporten ikke gjenta informasjonen nevnt der. I kretsskjemaet er koblingslinjene på datalinjene endret for å samsvare med GPIO-pinnene som bruker i kildekoden (*radar\_sampler.c*, se Vedlegg A.1):

- $CLK \rightarrow G19$
- $CS \rightarrow G20$
- $D_{1-2} \rightarrow G23, G24$

I tillegg er både lavpassfilterene og båndpassfilterene byttet ut med sine reelle komponenter, som illustrert i Figur 10, hvor båndpassfilterene lages av en dual-opamp type MCP6002 og lavpassfilterene er brukt som støyreduksjons filter til spenningskildene, samt implementering av både bypass, decoupling og andre støyreduserende kondensatorer, ytterligere beskrevet i [4].



**Figur 13:** Kretskjema av doppler radar målesystem. Pin-layouten til de integrerte kretsene (MCP3201 & MCP6002) og doppler radaren (K-LC6) er nummerert tilsvarende som pin-layouten beskrevet i databladene vedlagt i Vedlegg A.1.

Digital styring, dataoverføring og databehandling er beskrevet i seksjon 3.2 i [4].

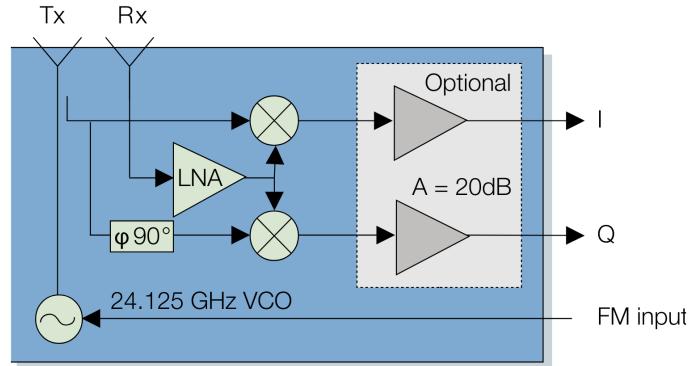
## 4 Realisering, Test og Resultater

### 4.1 Realisering av system

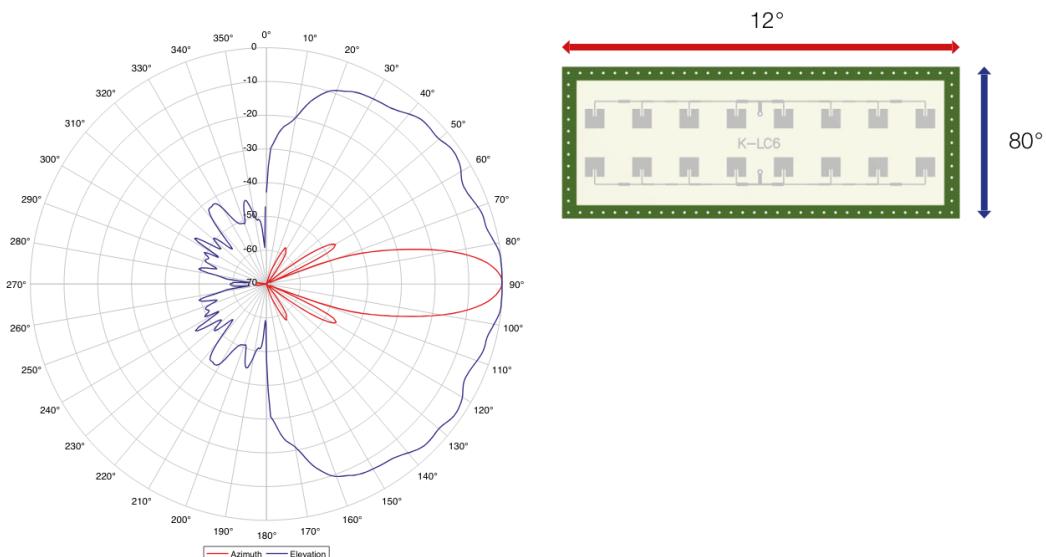
Basert på teorien i seksjon 2, og kretsskjema i seksjon 3.2, skal nå systemets delsystemer og i sin helhet realiseres og testes.

#### Oppkobling av radarmodul

Dette prosjektet realiseres med radarmodulen *RfBeam K-LC6<sub>v2</sub>* 24GHz dopplerradar. Dette er en CW radar, med virkemåte forklart i seksjon 2.1. Radarmodulen består av 16 patchantener i et 2x8 grid. Radarmodulens blokkskjema er vist i Figur 14a.



(a) Blokkskjema.



(b) Strålingsdiagram.

**Figur 14:** Blokkskjema og strålingsdiagram av brukt radarmodul (K-LC6), hentet fra datablad vedlagt i Vedlegg A.1.

Fra strålingsdiagram i Figur 14b får vi oppgitt  $\theta = 80^\circ$  og  $\phi = 12^\circ$ , noe som gir oss en antennevinning lik 14.9 dBi fra likning (1), men fra databladet (Vedlegg A.1) er det oppgitt en antennevinning lik  $G_a = 12.5$  dBi, som vi vil ta videre utgangspunkt i.

I dette systemet blir ikke inngangspinnen  $VCO_{in}$  benyttet, altså sender radaren ut et signal med frekvens på cirka  $f_0 = 24.13\text{GHz}$ , som beskrevet i databladet til radarmodulen. Pinnene  $IF_I$  og  $IF_Q$  sendes gjennom hvert sitt båndpassfilter, med realisering beskrevet i seksjon 4.1.  $VCC$  er radarmodulens spenningsforsyning koblet til en 5V-kilde, og  $GND$  er jordet, 0V.

### Realisering av båndpassfilter

Det er ønskelig å realisere de aktive båndpassfilterene etter de følgende designspesifikasjonene [11][1] s. 25]:

1.  $G[\text{dB}] = 20\text{dB}$
2.  $f_{passbånd} = [3.5\text{Hz} \quad 4.8\text{kHz}]$
3. DC offset = 1.65V

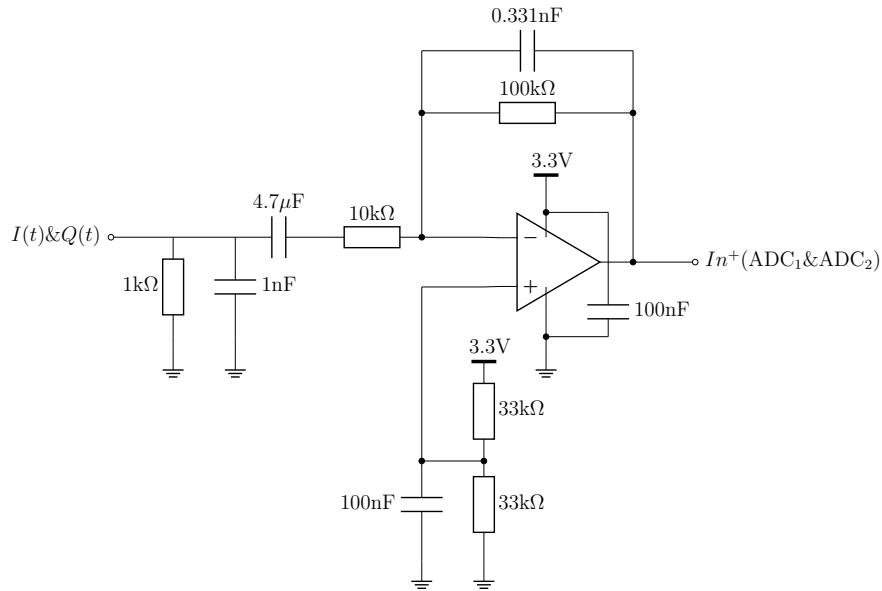
Som beskrevet i seksjon 2.2, er det hensikstmessig å velge komponentverdier utifra tilgjengelighet. I dette prosjektet er det valgt å sette motstandene til  $R_1 = 10\text{k}\Omega$  og  $R_2 = 100\text{k}\Omega$  for å enkelt oppfylle forsterkningskravet til filteret, spesifikasjon 1, også tilpasses kondensatorverdiene for å tilfredsstille ønsket passbånd. Fra likningene (11) og (12), med noe tilpasning, settes komponentverdiene som vist i Tabell 1. Motstanden  $R$  brukes kun for spenningsdeling, og kan velges vilkårlig imellom  $[10\text{k}\Omega \quad 50\text{k}\Omega]$ .

**Tabell 1:** Komponentverdier brukt i båndpassfilter, Figur 10.

Komponent	Verdi og [Enhets]
$R$	33 [ $\text{k}\Omega$ ]
$R_1$	10 [ $\text{k}\Omega$ ]
$R_2$	100 [ $\text{k}\Omega$ ]
$C_1$	4.7 [ $\mu\text{F}$ ]
$C_2$	0.331 [ $\text{nF}$ ]

Likning (10) gir dette en forsterkning på  $G = 10$ , og  $G[\text{dB}] = 20\text{dB}$ .

Disse verdiene, inklusivt filterspesifikasjon 3 gir det realiserte filteret i Figur 15.

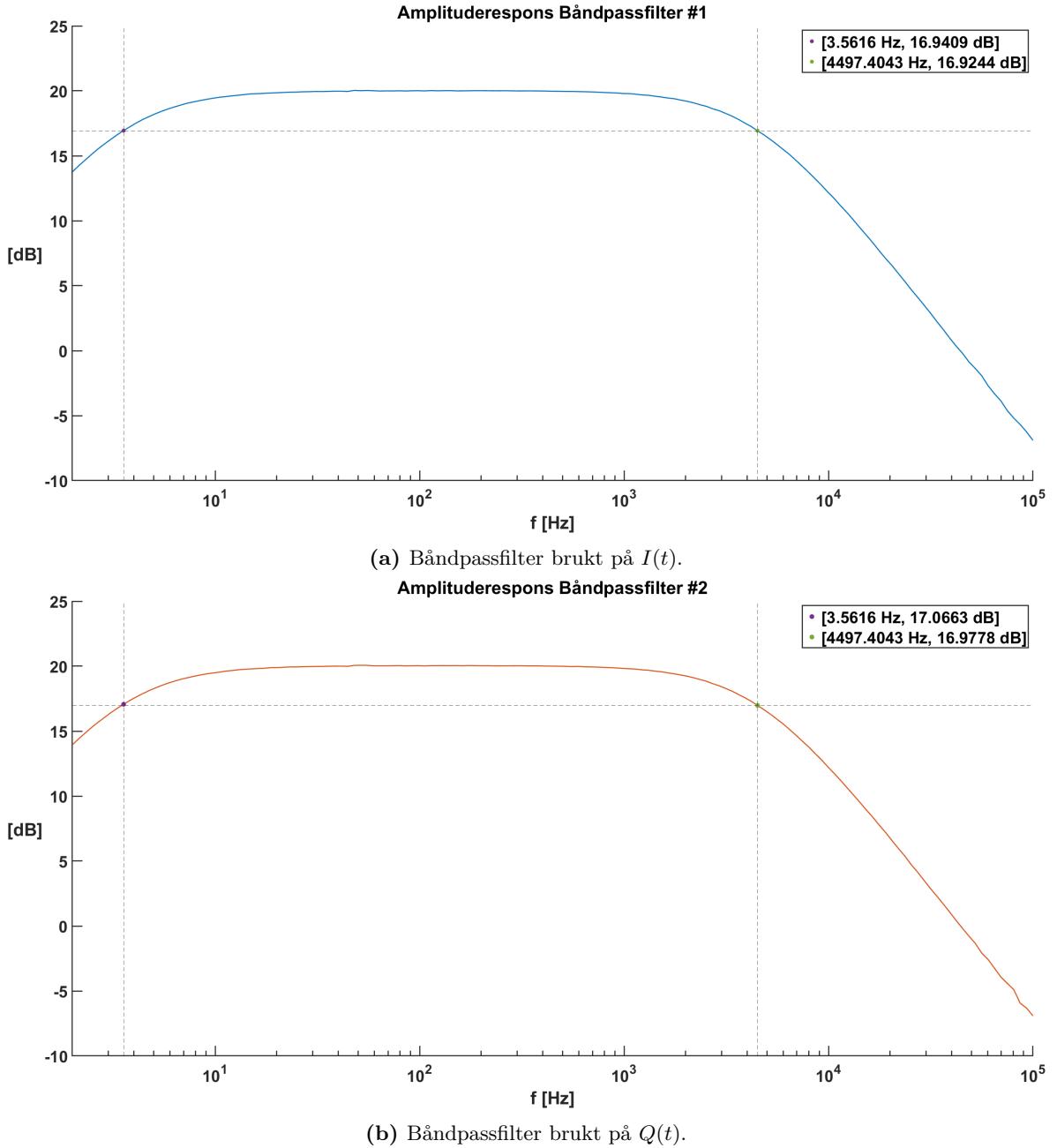


**Figur 15:** Aktivt båndpassfilter med DC-offset og forsterkning, med korrekte komponentverdier.

## 4.2 Test og Resultater

### Aktivt Båndpassfilter

De to aktive båndpassfilterene ble implementert med komponentverdiene gitt av Tabell 1. Dette ga amplituderesponsen for henholdsvis filteret brukt på  $I(t)$  og  $Q(t)$  i Figur 16.



**Figur 16:** Amplituderespons til båndpassfilterene.

## Radar

Ved testing av dopplerradaren, ble det brukt en radiostyrt bil som var utstyrt med en metallisk trihedral hjørnereflektor (Figur 4) med katetlengder  $a = 25\text{cm}$ . Ved bruk av likning (2), og  $\lambda = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{m/s}}{24.13 \cdot 10^9 \text{Hz}} = \frac{30}{2413} \text{m} \approx 1.24\text{cm}$  finner vi medhørende radartverrsnitt  $\sigma_r = 105.86\text{m}^2$ .

Fra databladet får vi den utsendte effekten til radaren  $P_t = 16\text{dBm} = 10^{\frac{16}{10}} \text{mW}$ , og *receiver*

sensitivitet  $P_r = -108\text{dBm} = 10^{-\frac{108}{10}} \text{mW}$ . Ved bruk av likning (3), finner vi den maksimale avstanden vi klarer å detektere radiobilen  $R_{max} = 284.48 \text{ m}$ . Avstanden radiobilen må bevege seg for at det skal gjennomgås en  $360^\circ$  fase-omløp på *I-Q phasoren*, vil være avstanden gitt av en halv bølgelengde  $\frac{\lambda}{2} \approx 0.62\text{cm}$ .

Før testing av radaren ble radiobilen innstilt på en konstant hastighet, deretter ble tiden målt med stoppeklokke over en fast avstand fire ganger. Dette ble gjort for tre forskjellige hastigheter, som vist i Tabell 2. Middelverdien av disse blir ansett som våre teoretiske hastigheter  $V_{1-3}$ ,  $\sigma_{1-3}$  er deres medhørende standardavvik og  $\frac{\sigma_{1-3}}{\sqrt{4}}$  er standardfeilen. Merk betydelig høyere  $\sigma_2$  grunnet for kort av måleavstand i forhold til fart.

**Tabell 2:** Teoretiske hastigheter, basert på gjennomsnittlig hastighet fra 4 målinger med stoppeklokke ved faste avstander.  $V_1$  og  $V_2$  er hastigheter mot radar, og  $V_3$  er hastighet bort fra radar.

Avstand [m]	Tid [s]	Avstand [m]	Tid [s]	Avstand [m]	Tid [s]
2	2.10	3	1.29	-2	2.18
2	2.06	3	1.42	-2	2.28
2	2.11	3	1.35	-2	2.28
2	2.04	3	1.29	-2	2.30
$V_1$	0.96 [m/s]	$V_2$	2.25 [m/s]	$V_3$	-0.89 [m/s]
$\sigma_1$	0.015 [m/s]	$\sigma_2$	0.10 [m/s]	$\sigma_3$	0.022 [m/s]
$\frac{\sigma_1}{\sqrt{4}}$	0.0075 [m/s]	$\frac{\sigma_2}{\sqrt{4}}$	0.05 [m/s]	$\frac{\sigma_3}{\sqrt{4}}$	0.011 [m/s]

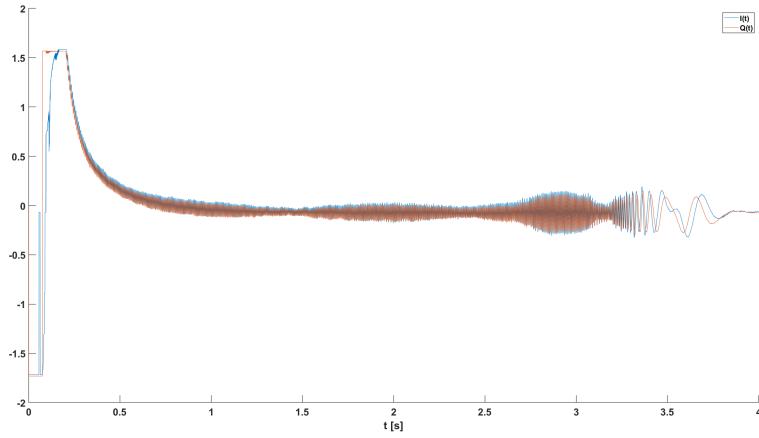
Ved testing av hastighetsmåleren ble det tatt målinger på fire sekunder som ble delt opp i fire segmenter på ett sekund hver,  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  og  $S_4$ . I disse segmentene ble  $I(t)$  og  $Q(t)$  også segmentert som vist i Figur 17.

$I(t)$  og  $Q(t)$  fra hvert segment, ble lagt sammen til et felles komplekst signal  $x(t)$ , som beskrevet i likning (6). Deretter ble  $x(t)$  prosessert med det et digitalt filter som filtrerte ut frekvensene utenfor intervallet [3.5 – 4800] Hz. Etter filtreringen ble det brukt Hanning-vindusfunksjon, «zeropadding» opp til nærmeste 2-potens, og til slutt Fourier-transformert, ytterligere beskrevet i [4].

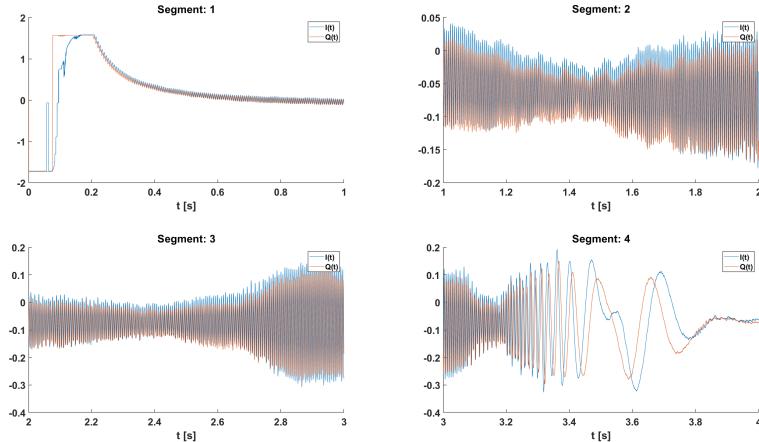
De medhørende effekttetthet-spekterene til hvert segment er illustrert Figur 18, samt spektrogram av hele målingen i Figur 19. Maksimum i spekterene gir opphavet til dopplerskiftet  $f_D$  i hvert segment, og ved bruk av likning (7) finner man den gjennomsnittlige radielle hastigheten i det segmentet. Den streken med mest intensiv gul-farge (ved y-verdiene  $\approx 1\text{m/s}$  i Figur 19) i spektrogrammet viser den radielle hastigheten og hvordan den endrer seg i løpet av målingen, med hensyn på tiden. Spektrogrammet vil gi en mere detaljert beskrivelse av hastigheten i forhold til spektrumet.

Dette ble gjort fire ganger for hastigheten  $V_1$ , og disse fire målingene ble navngitt med  $V_{11-14}$ . Tilsvarende for  $V_2$  og  $V_3$ :  $V_{21-24}$  og  $V_{31-34}$ . Disse målingene finner man i Tabell 3, og sannsynlighetstettheten til både de teoretiske og målte hastighetene er illustrert i Figur 20. Ved beregning av gjennomsnittshastighet og standardavvik ble følgende målinger ekskludert:  $S_1$  i målingene  $V_{21}$  og  $V_{22}$ , samt  $S_4$  i målingene  $V_{23}$  og  $V_{24}$ .

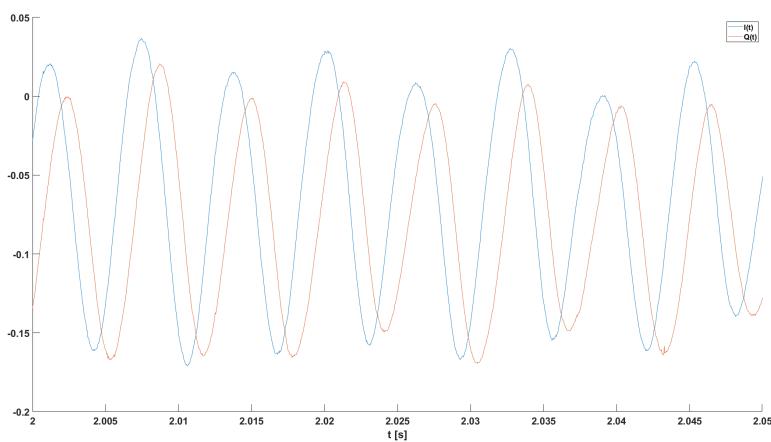
Signal-til-støy forholdet (SNR) til hvert segment av hver måling finner man i Tabell 4. Tidsserie og spektrum til måling  $V_{21}$  og  $V_{34}$ , samt spektrogram for alle målinger er vedlagt i Vedlegg A.4. Spektrogram av en tidvis akselererende radiobil, er også vedlagt i Vedlegg A.4, Figur 28.



(a) Total tidsserie av  $I(t)$  og  $Q(t)$ .

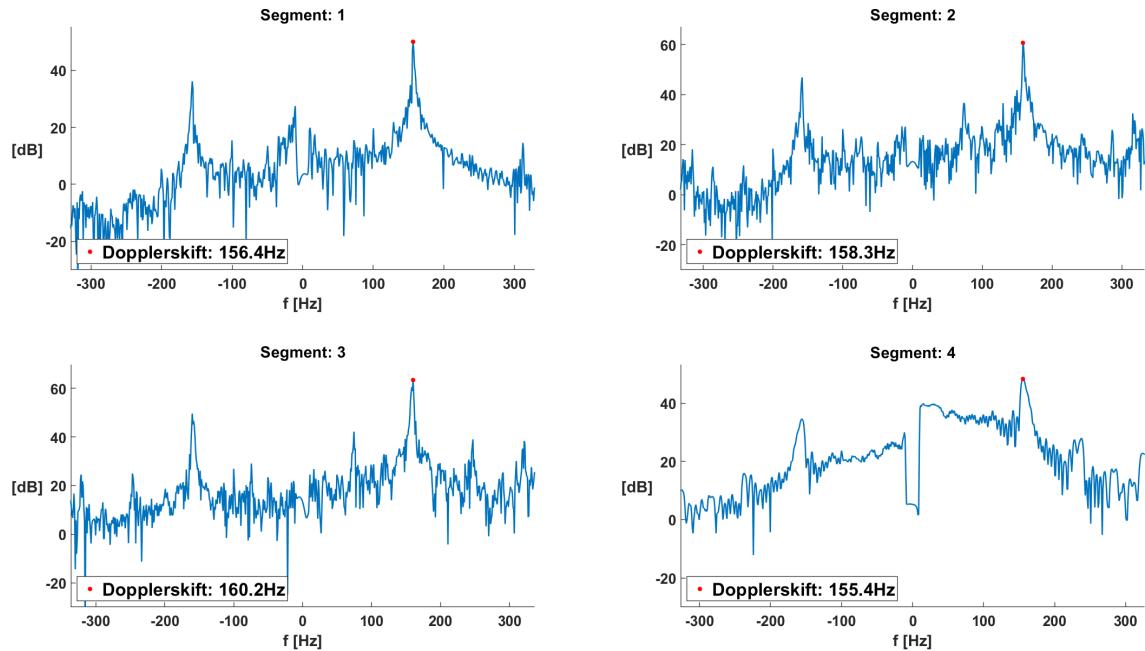


(b) Segmenterte tidsserier av  $I(t)$  og  $Q(t)$ .

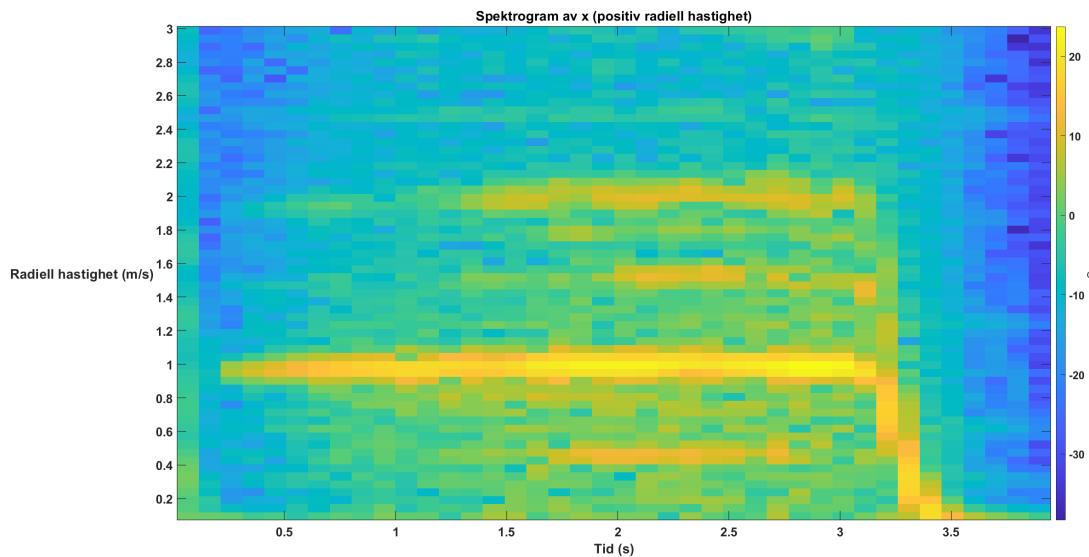


(c) Segment 3, mellom tidsintervallet  $t = [2.00 – 2.05]$ s.

**Figur 17:** Måling:  $V_{11}$ .



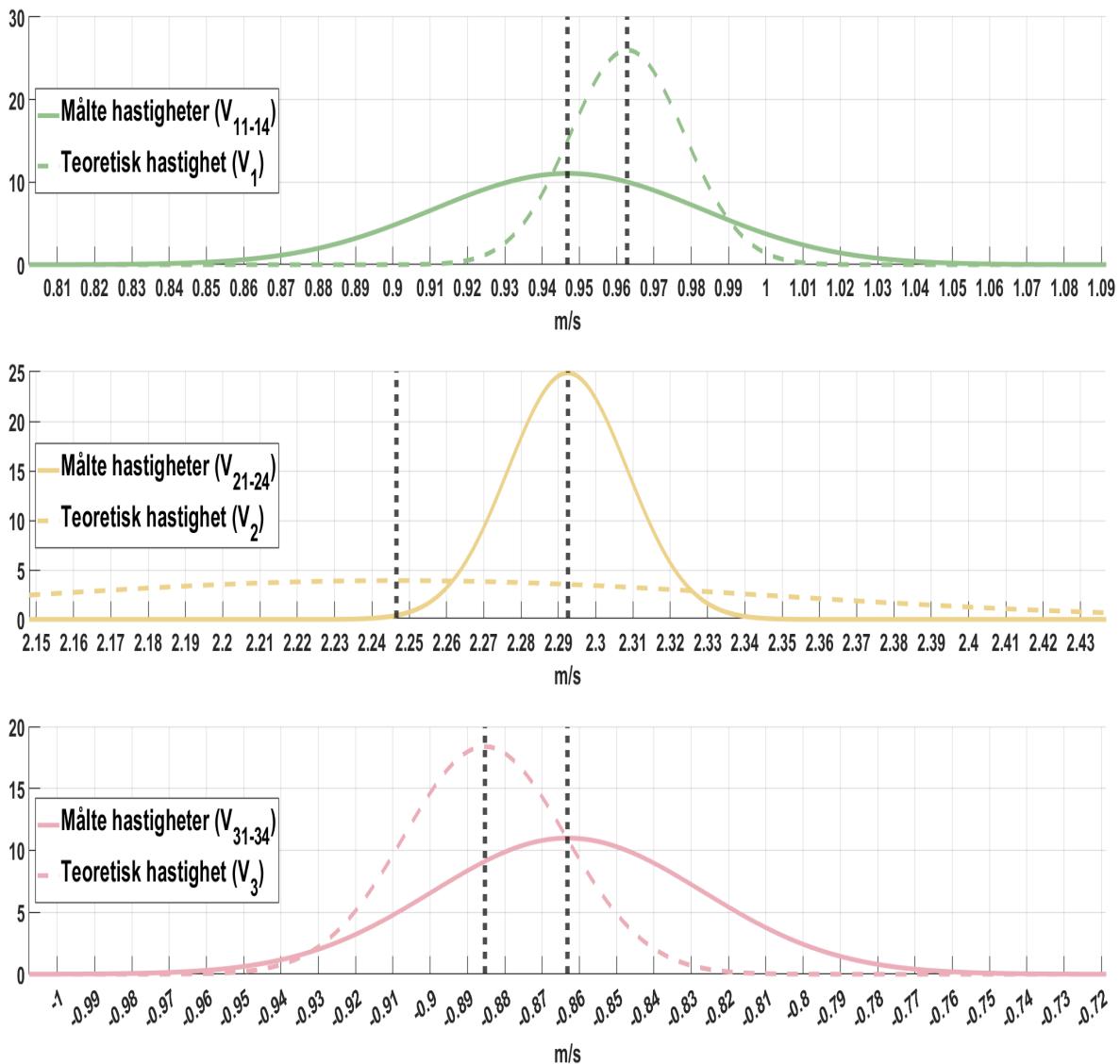
**Figur 18:** Spektrum av hvert segment i måling:  $V_{11}$ .



**Figur 19:** Spektrogram av måling:  $V_{11}$ .

**Tabell 3:** Segmenterte hastighetsmålinger ved test av doppler radar.

Måling	Teoretisk hastighet [m/s]	$S_1$ [m/s]	$S_2$ [m/s]	$S_3$ [m/s]	$S_4$ [m/s]
$V_{11}$	0.96	0.97	0.98	1.00	0.97
$V_{12}$	0.96	0.91	0.94	0.95	0.97
$V_{13}$	0.96	0.87	0.94	0.95	0.96
$V_{14}$	0.96	0.87	0.95	0.95	0.97
Gjennomsnittshastighet			0.95 m/s		
Standardavvik			0.036 m/s		
Standardfeil			0.0090 m/s		
$V_{21}$	2.25	-0.07	2.29	2.29	2.28
$V_{22}$	2.25	0.07	2.26	2.32	2.31
$V_{23}$	2.25	2.31	2.29	2.28	0
$V_{24}$	2.25	2.29	2.30	2.29	0.31
Gjennomsnittshastighet			2.29 m/s		
Standardavvik			0.016 m/s		
Standardfeil			0.0046 m/s		
$V_{31}$	-0.89	-0.87	-0.87	-0.87	-0.88
$V_{32}$	-0.89	-0.81	-0.85	-0.85	-0.75
$V_{33}$	-0.89	-0.87	-0.88	-0.89	-0.89
$V_{34}$	-0.89	-0.88	-0.88	-0.89	-0.88
Gjennomsnittshastighet			-0.86 m/s		
Standardavvik			0.036 m/s		
Standardfeil			0.0090 m/s		



**Figur 20:** Sannsynlighetstetthet-plot (PDF) av hastighetsmålingene, basert på Tabell 2 og 3. De svarte prikkene indikerer middelverdien til teoretisk og målt hastighet.

**Tabell 4:** SNR til  $I(t)$  og  $Q(t)$  av hvert segment av hver måling, gitt av Matlab-funksjonen *snr*.

Måling	Signal	SNR $\{S_1\}$ [dB]	SNR $\{S_2\}$ [dB]	SNR $\{S_3\}$ [dB]	SNR $\{S_4\}$ [dB]
$V_{11}$	$I(t)$	5.8	12.6	14.5	7.0
$V_{11}$	$Q(t)$	8.9	12.6	14.7	24.1
$V_{12}$	$I(t)$	13.4	14.8	13.8	15.3
$V_{12}$	$Q(t)$	12.7	14.8	13.9	15.2
$V_{13}$	$I(t)$	-6.3	6.9	8.5	11.9
$V_{13}$	$Q(t)$	-6.9	6.3	7.4	11.9
$V_{14}$	$I(t)$	0.2	14.2	15.5	14.3
$V_{14}$	$Q(t)$	-0.6	13.9	15.5	14.3
$V_{21}$	$I(t)$	21.6	10.5	21.0	-5.6
$V_{21}$	$Q(t)$	23.3	5.7	20.9	-4.8
$V_{22}$	$I(t)$	-3.9	10.9	14.9	17.4
$V_{22}$	$Q(t)$	-1.6	11.0	14.4	17.3
$V_{23}$	$I(t)$	19.6	18.1	-4.3	-3.3
$V_{23}$	$Q(t)$	21.2	18.1	-5.3	-1.3
$V_{24}$	$I(t)$	21.2	17.4	9.3	23.4
$V_{24}$	$Q(t)$	22.8	17.6	9.3	18.6
$V_{31}$	$I(t)$	18.1	16.2	18.7	18.3
$V_{31}$	$Q(t)$	4.1	16.2	18.9	17.7
$V_{32}$	$I(t)$	11.0	10.4	15.1	19.2
$V_{32}$	$Q(t)$	11.0	10.4	15.4	19.0
$V_{33}$	$I(t)$	-0.37	17.0	19.8	19.6
$V_{33}$	$Q(t)$	1.1	17.0	19.9	19.5
$V_{34}$	$I(t)$	6.2	12.5	21.4	14.8
$V_{34}$	$Q(t)$	7.8	12.4	20.9	14.4

Gjennomsnittlig SNR er funnet ved å ta gjennomsnittet av alle målingene i Tabell 4, noe som ga:

$$\text{SNR}_{S_1, \text{snitt}} = 8.76 \text{ dB} \quad \text{SNR}_{S_2, \text{snitt}} = 13.19 \text{ dB} \quad \text{SNR}_{S_3, \text{snitt}} = 13.92 \text{ dB} \quad \text{SNR}_{S_4, \text{snitt}} = 13.22 \text{ dB}$$

$$\text{SNR}_{\text{tot}, \text{snitt}} = 12.27 \text{ dB}$$

## 5 Diskusjon

Ved bruk av båndpassfilter med passbåndfrekvenser [3.5Hz – 4.8kHz], vil vi kunne detektere radielle hastigheter imellom [0.022m/s – 29.8m/s]. Ved realisering av båndpassfilterene, ble passbåndfrekvensene nærmere [3.6Hz – 4.5kHz], som tilsvarer radiell hastighet på cirka [0.022m/s – 28.0m/s]  $\approx$  [0.079km/t – 100km/t]. Ettersom at hastighetene som vi ville måle lå imellom [0.5m/s – 2.5m/s], vil ikke dette avviket ha en betydelig negativ påvirkning, heller motsatt i form av redusert mengde støy i systemet, gitt likning (14).

De teoretiske hastighetene ble utledet ved bruk av AR-måling for å avgjøre avstand, og manuell start og slutt av stoppeklokke på telefon for å avgjøre tid. Ved lavere hastigheter av radiobilens  $V_1$  og  $V_3$  var det enkelt å avgjøre når den passerte start og stopp merkene, noe som resulterte i forholdsvis lav standardavvik. Ved høyere hastighet  $V_2$  ble det vanskeligere å følge med «nøyaktig» når man skulle starte og slutte stoppeklokken, noe som resulterte i høyere standardavvik. En mulig utbedring kunne vært å øke avstanden i målingene, eller å tatt video og gått gjennom bilde for bilde og notert tiden den passerer start og stopp.

Både av Figur 20 og Tabell 3, ser vi at målingene med lavere hastighet  $V_{11-14}$  og  $V_{31-34}$  har dårligere presisjon enn  $V_{21-24}$ . Til tross for dette viser de middelverdier nærmere de «sanne» hastighetene. Årsaken til dette er mest sannsynlig på grunn av de systematiske feilene bak utledningen av den teoretiske hastigheten  $V_2$ .

Fra spektrogrammene i Vedlegg A.4, Figur 25, 26 og 27, ser vi at midt i noen av segmentene vil radiobilen enten akselerere eller deakselerere. Dette er ikke noe man kan se i segmentene i Tabell 3, som bare viser gjennomsnittshastigheten for hvert segment. Det er enkelt å segmentere målingene ytterligere ved å øke variabelen  $nSplit$  (linje 43) i *dopplerShift.mlx*, men det blir da betydelig flere data å prosessere, og spektrogrammene gir oss allerede det større bildet. Eksempel på ekstra segmentering av måling  $V_{11}$  er vedlagt i Vedlegg A.4, Figur 29. Her ville de to siste segmentene blitt ekskludert, noe som ikke ble gjort i Tabell 3. Dette ville også ha resultert i potensielt lavere standardavvik. Det er også mulig å minke antall segmenter, noe som vil ha motsatt effekt.

Tilsvarende som avsnittet over, vil SNR øke ved økt segmentering. Måling  $V_{24}$  ble segmentert i 25 segmenter, og segment 19 ga betydelig større SNR for både  $I(t)$  og  $Q(t)$  som vist i Figur 30, dette segmentet tilsvarer slutten av segment 3 i samme måling Tabell 4. Ved enda mer ekstrem segmentering (høyeste SNR av 100 segmenter illustrert i Figur 31) ser vi enda større økning i SNR, dette er generelt for alle segmentene i alle målingene, og vi kan anta at det vil fortsette å konvergerer mot målesystemet sitt gjennomsnitt på cirka 55 dB, fra [4]. Slik som systemet er nå, er SNR-en forholdsvis lav og det er stor spredning i segmentene mellom hver måling i Tabell 4. Til tross for dette, med en gjennomsnittlig SNR på  $SNR_{snitt} = 12.27\text{dB}$  ved fire segmenter, har det klart å detektere hastigheter med tilstrekkelig god presisjon i nærheten av de «sanne» hastighetene som illustrert i Figur 20. Vi anser det dermed unødvendig å segmentere opp arbeidet mere, spesielt når vi har spektrogram tilgjengelig.

Fra databladet er det oppgitt at kvadraturmikseren vil gi en faseforskyvning typisk på  $90^\circ$ , men kan ligge alt imellom  $[80^\circ – 100^\circ]$ , noe som kan medføre avvik i likning (6) som igjen medfører en ekstra usikkerhet i doppler-frekvensen. Det observeres også en liten amplitudeforskjell mellom  $I(t)$  og  $Q(t)$  i Figur 17c. Små avvik i amplitude og fase er tolerert, men

## Diskusjon

---

større avvik vil medføre feilmodulering, og vil ha en negativ påvirkning på resultatet. Det er verdt å nevne at den lave verdien på  $\text{SNR}_{\text{snitt}}$  er basert på verdier gitt av Matlab-funksjonen *snr*, som kan være påvirket av interferens. Det er derimot observert en SNR på ca. 50dB i spektrogrammene, som indikerer at de målte dopplerskiftene er pålitelige.

Både i spektrum og spektrogram observeres det også overharmoniske til dopplerskiftet, samt en litt lavere topp i spektrummet ved motsatt fortegn av dopplerskiftet, som teoretisk forventet. Systemet ble også testet på lab, der det ble utført tilsvarende forsøk av dopplerradar med lik frekvens som vår egen, noe som potensielt medfører interferens fra de andre kildene. Ved observasjon av spektrummet til måling  $V_{21}$  i segment 3 i Figur 23, ser vi at støygulvet ligger omlag 0 dB, og dopplerfrekvensen har en topp på cirka 50-60 dB, med tilsvarende differanse for andre målinger også. Til tross for dette har samme segmentet en SNR på 21 dB, noe som indikerer en betydelig mengde interferens og ekstern støy. Dette er nok et resultat av dårlig skjermede komponenter og et generelt støyfullt testmiljø. Tilsvarende observasjoner får vi fra spektrogrammene også (se Figur 19), fra desibel-skalaene på høyre side ser vi at støygulvet (blått) ligger omlag [-40dB -20dB], og mottatt signal (gult) omlag [15dB 25dB]. Tilfellene i Tabell 4 hvor vi har lav SNR, eksempel måling  $V_{14}$ , har vi fortsatt klart å detektere hastigheter i samme måling i Tabell 3. Ettersom at den maksimalt oppnåelige SNR-en er gitt av kvantiseringsstøy fra ADC-ene, lik 74 dB i en 12-bits ADC, vil vi utgangspunktet si oss fornøyd med selve målesystemet. Forbedringspotensialet ligger først og fremst i selve måleprosessen og delvis i prosesseringen av data etterpå.

## 6 Konklusjon

Målesystemet med radarmodul ble realisert og testet ved tre ulike teoretiske hastigheter på  $\{V_1, V_2, V_3\} = \{0.96, 2.25, -0.89\}$  m/s, med fire målinger per. Disse målingene har henholdsvis gitt standardavvik og standardfeil på  $\sigma_{1-3}\{0.15, 0.10, -0.89\}$  m/s, og  $\frac{\sigma_{1-3}}{\sqrt{4}} = \{0.0075, 0.05, 0.011\}$  m/s. Videre er disse delt opp i fire segmenter for å kunne analysere målingene med og uten akseleerasjon. Disse analysene peker på en høyre grad av nøyaktighet på målinger gjort av høyere hastigheter. Resultater kan finnes i seksjon 4.2 og i Vedlegg A.4.

Det ble beregnet at radarsystemet hadde gjennomsnittlig SNR på  $\text{SNR}_{snitt} = 12.27$  dB ved fire segmenter, men ved en segmentering på 25 er det oppnådd høyere maksimal SNR på ca. 39 dB, og ved 100 segmenter SNR på ca 50 dB. Tross en lav  $\text{SNR}_{snitt}$  ved fire segmenter, er det likevel rimelig å anta at støyets påvirkning er neglisjerbar uavhengig av antall segmenter, da målesystemet hadde en SNR på 56 dB [4]. De lave tallene på SNR ved færre segmenter er gitt av Matlab-funksjonen  $snr$ , som kan være påvirket av interferens, men vi estimerer fra visuell analyse av spektrogram og spektrum en 50 dB differanse mellom mottatt signal og støygulv. Dette indikerer et pålitelige målesystem, og målinger som detekterer reelle dopplerskift. Støy fra eksterne støykilder og systemstøy er ikke beregnet i denne rapporten, men kan antas å ha hatt størst påvirkning på radarsystemet.

Det er viktig å påpeke at måleobjektet brukt i testingen er et gunstig måleobjekt, slik at systemet vil fungere med betraktelig lavere pålitelighet ved bruk på andre objekter. Resultatene viser til at radarsystemet fungerer for den gitte målesituasjonen, særlig for høyere hastigheter, med relativt lave standardavvik, som også kan skyldes menneskelige feil ved måling av teoretisk hastighet. Det vil være nødvendig med ytterligere testeing og utvikling av systemet for bruk på andre områder.

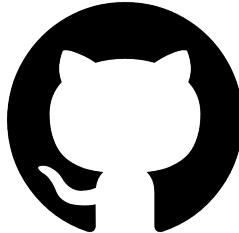
Forbedringsmuligheter er diskutert i seksjon 5.

## Referanser

- [1] Wikipedia, (2023) *Radar*, 25.04.2024.
- [2] Fagua, J. C. & Jantz, P. & Rodriguez-Buritica, S. & Duncanson, L. & Goetz, S. J., (2019) *Integrating LiDAR, Multispectral and SAR Data to Estimate and Map Canopy Height in Tropical Forests*, 25.04.2024.
- [3] Wikipedia, (2020) *Dopplereffekten*, 24.04.2024.
- [4] Bakke, S. & Bølgen, K. (2024). *Sensorer og instrumentering - Systemoppsett - Labrapport 1*, Institutt for elektroniske systemer - NTNU. (ingen dato)
- [5] GeeksforGeeks, *Microstrip Patch Antenna*, 27.02.2024.
- [6] Constantine A. Balanis, (2005). *Antenna Theory Analysis and Design*, Third Edition, John Wiley & Sons, INC., Publication
- [7] RadarTutorial, *Corner reflectors*, 13.04.2024.
- [8] Merrill I. Skolnik, (1981). *Introduction to Radar Systems*, Second Edition, McGraw-Hill Book Co. (ingen dato)
- [9] Daffalla M. M. & Babiker A. A.(2018). *Adaptive Coding, Modulation and Filtering of Radar Signals*, 19.04.2024.
- [10] Wikipedia, (2024). *Band-Pass Filter*, 19.04.2024.
- [11] Faculty of Information Technology and Electrical Engineering, *User Guide for the Laboratory TTT4280 - Sensors and Instrumentation Spring 2024*, Institutt for elektroniske systemer - NTNU, 08.01.2024.
- [12] Electronics Tutorial, *Active Band Pass Filter*, 17.04.2024.
- [13] Svensson, U. P. & Eide, E. & Randeberg, L. L. (2023). *TTT4280 Sensorer og instrumentering - Kompendium*, Institutt for elektroniske systemer - NTNU. (ingen dato)
- [14] Maury Microwave, (2022). *Why Is Low Phase Noise Critical For Radar Systems?*, 24.04.2024.
- [15] Maury Microwave. *Testing Radar System Performance*, 24.04.2024.
- [16] Rutowski R. (2017). *Low Phase Noise Solutions For Radar & Communication Systems*, 24.04.2024.
- [17] LibreTexts Physics, *10.3: Antenna gain, effective area, and circuit properties*, 13.04.2024.

## A Vedlegg

### A.1 Github



Kode, data og datablader.

### A.2 Utstyrsliste

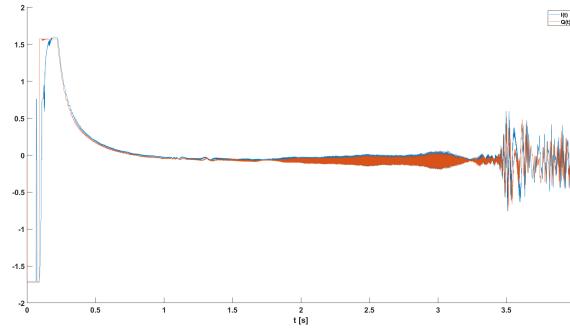
- PC
- Raspberry Pi 3B
- Raspberry Pi Wedge
- Analog Discovery
- Motstander:  $100\text{k}\Omega$ ,  $33\text{k}\Omega$ ,  $10\text{k}\Omega$ ,  $1\text{k}\Omega$
- Kondensatorer:  $470\mu\text{F}$ ,  $100\mu\text{F}$ ,  $4.7\mu\text{F}$ ,  $100\text{nF}$ ,  $1\text{nF}$ ,  $0.331\text{nF}$
- Spole  $\approx 100\text{mH}$
- Analog-til-digital omformere (MCP3201)
- Doppler Radar (K-LC6)
- Dual-Opamp (MCP6002)

### A.3 Programvare

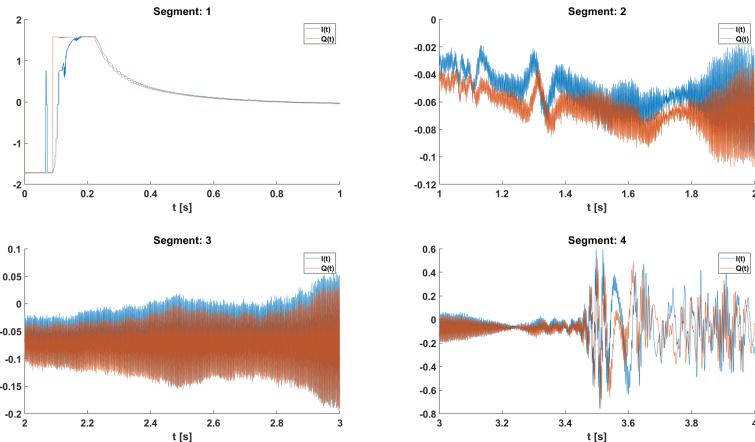
- Matlab
- Waveforms
- PuTTY

## A.4 Ekstra Figurer/Grafer

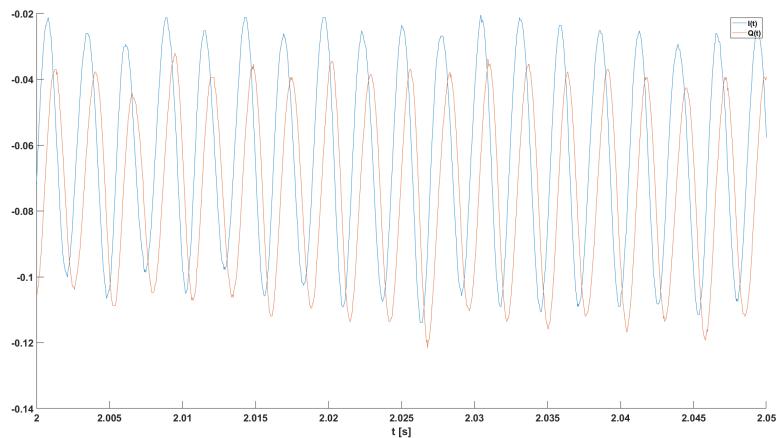
### Tidsserier



(a) Total tidsserie av  $I(t)$  og  $Q(t)$ .

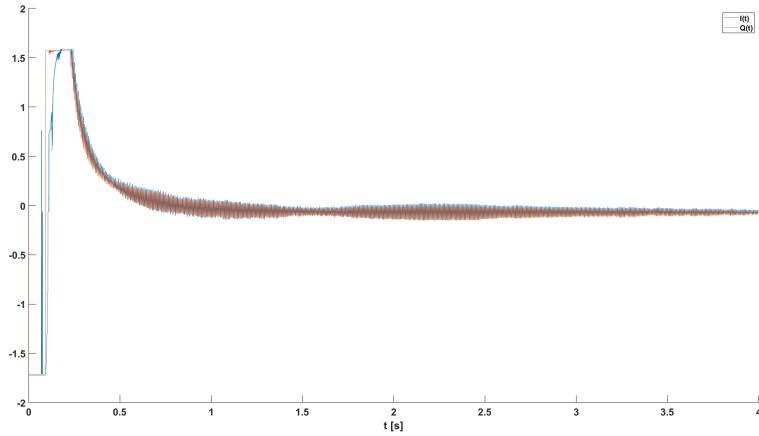


(b) Segmenterte tidsserier av  $I(t)$  og  $Q(t)$ .

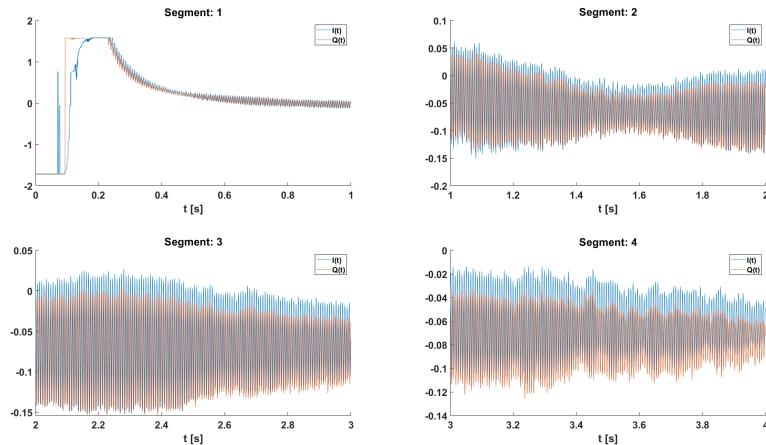


(c) Segment 3, mellom tidsintervallet  $t = [2.00 - 2.05]$ s.

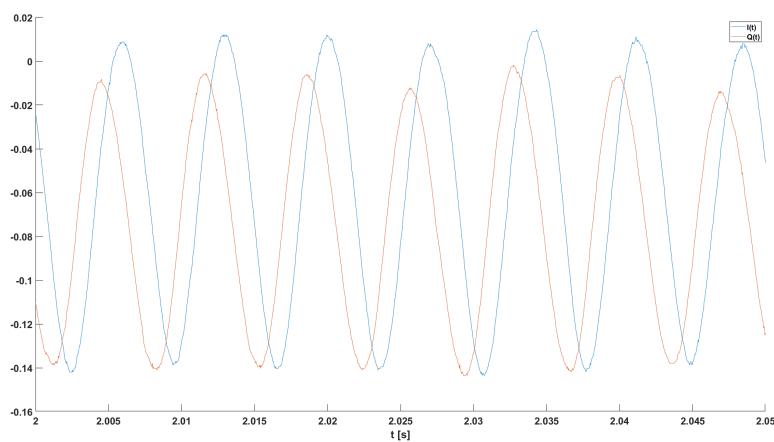
**Figur 21:** Måling:  $V_{21}$ .



(a) Total tidsserie av  $I(t)$  og  $Q(t)$ .



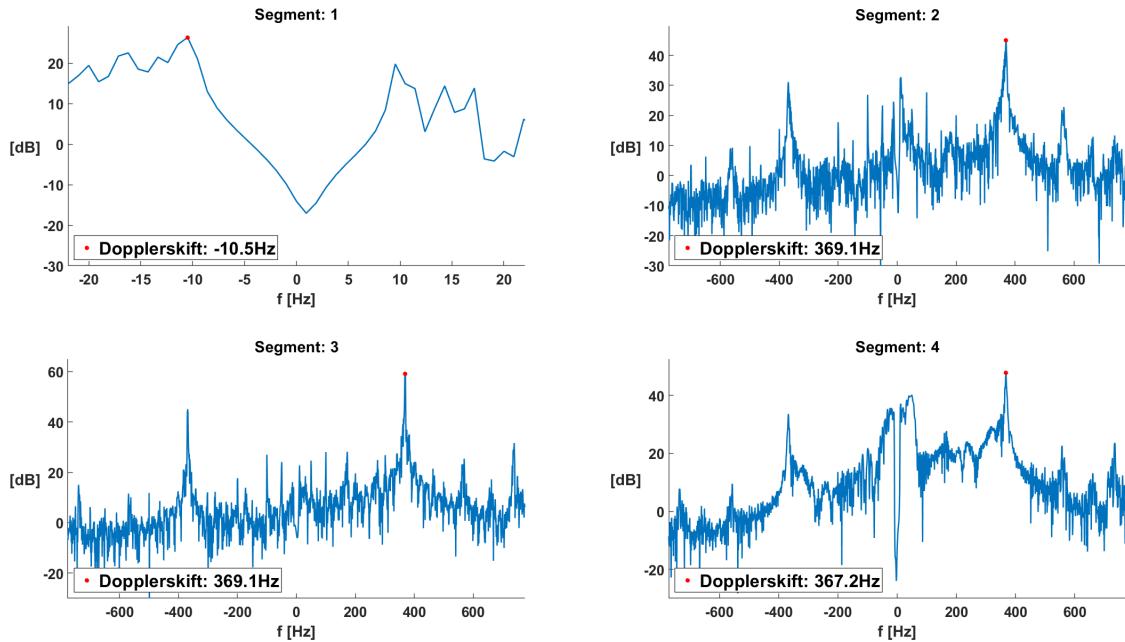
(b) Segmenterte tidsserier av  $I(t)$  og  $Q(t)$ .



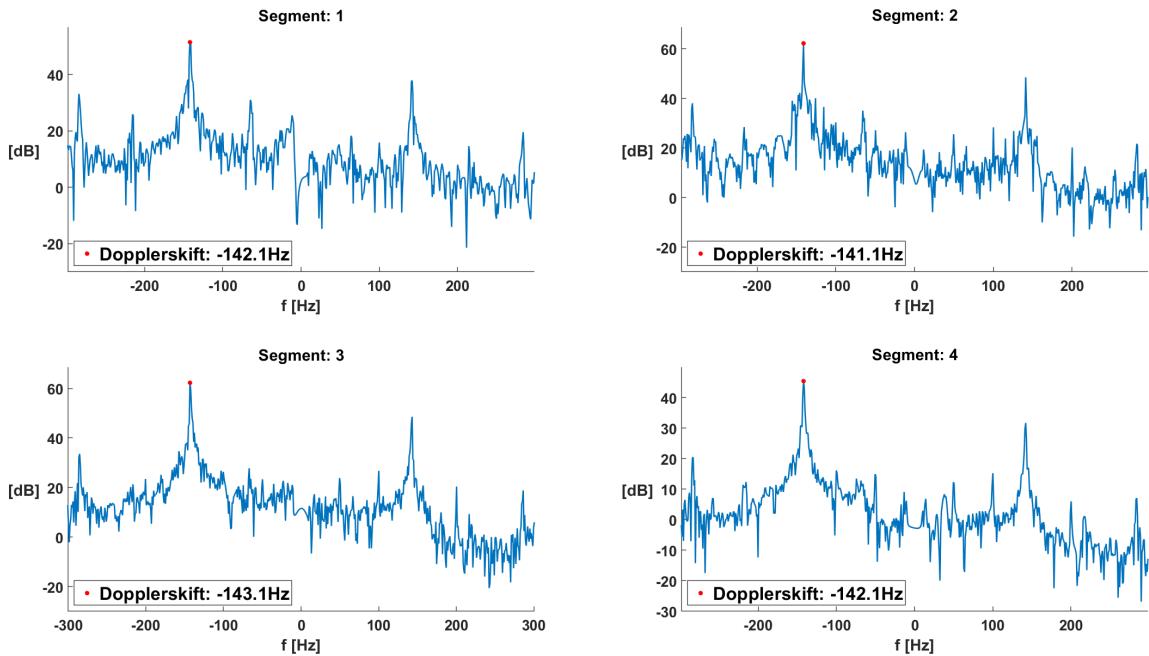
(c) Segment 3, mellom tidsintervallet  $t = [2.00 – 2.05]$ s.

**Figur 22:** Måling:  $V_{34}$ .

## Spektrum

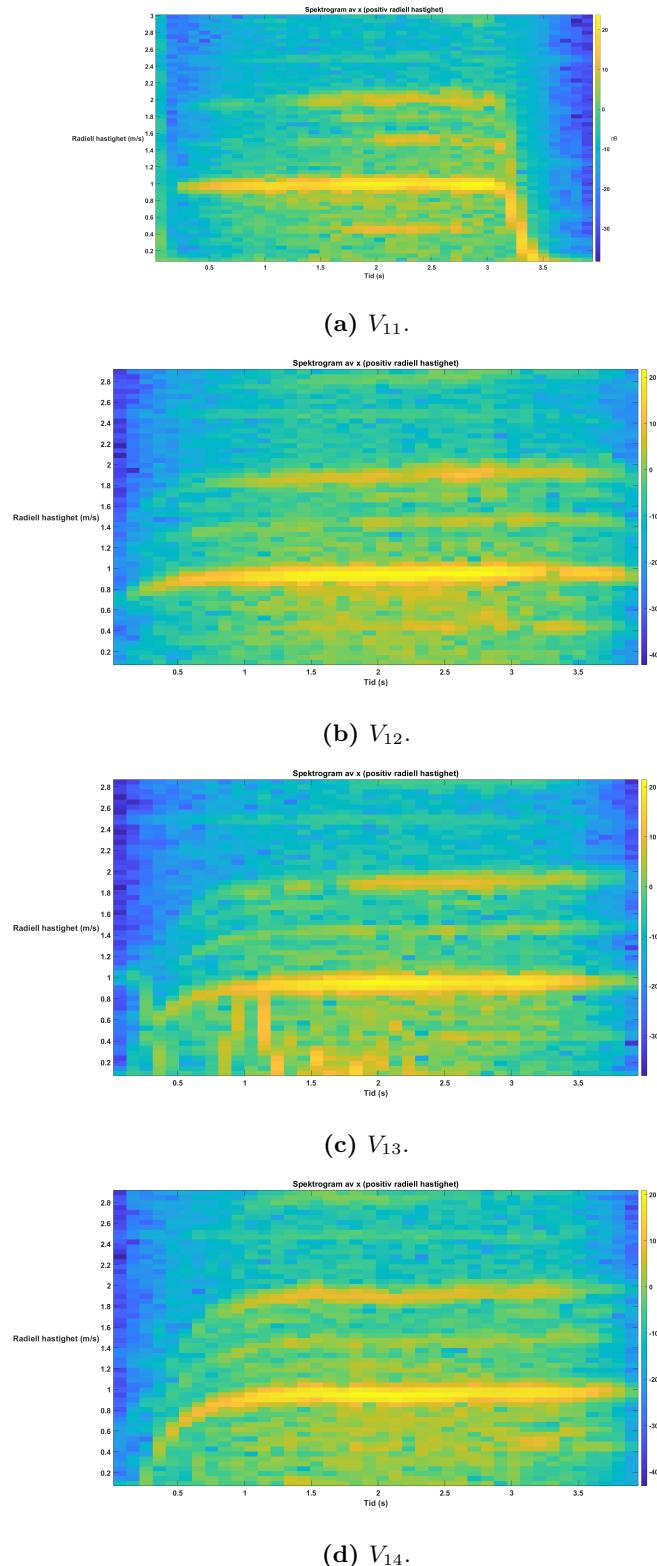


**Figur 23:** Spektrum av måling:  $V_{21}$ .

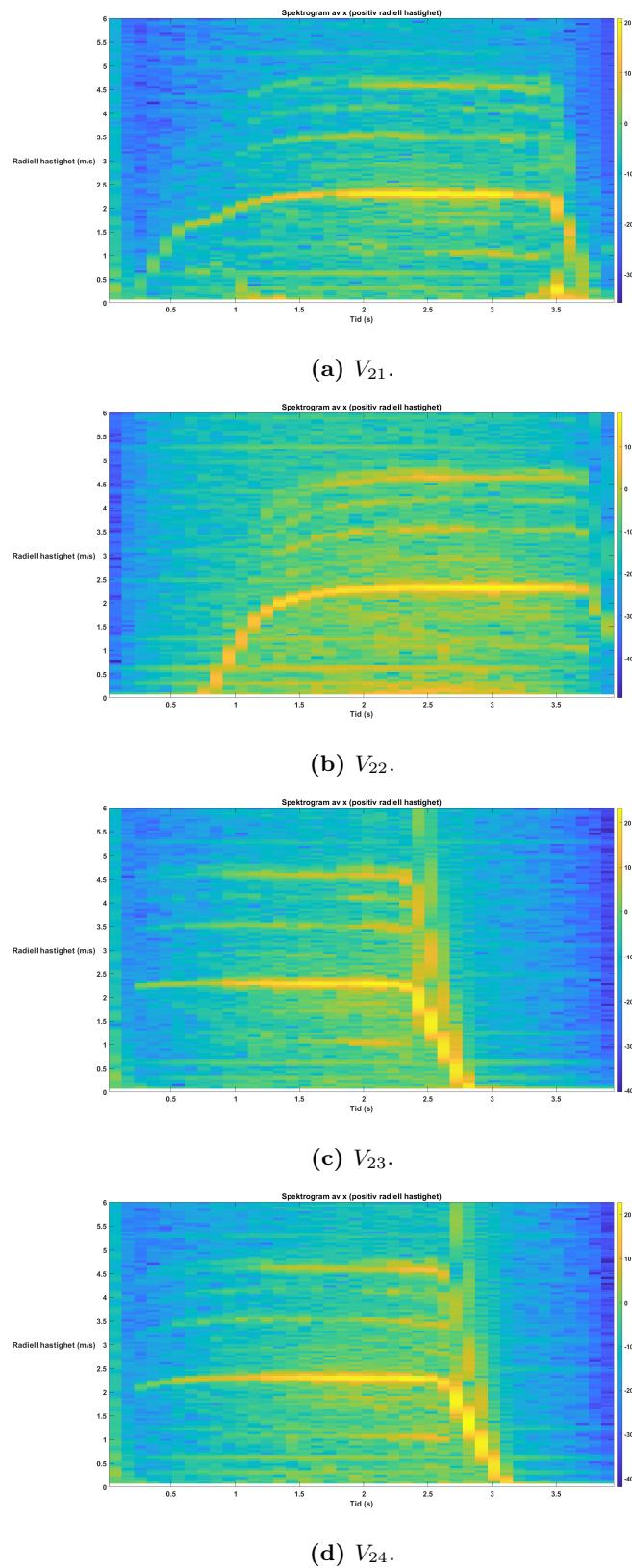


**Figur 24:** Spektrum av måling:  $V_{34}$ .

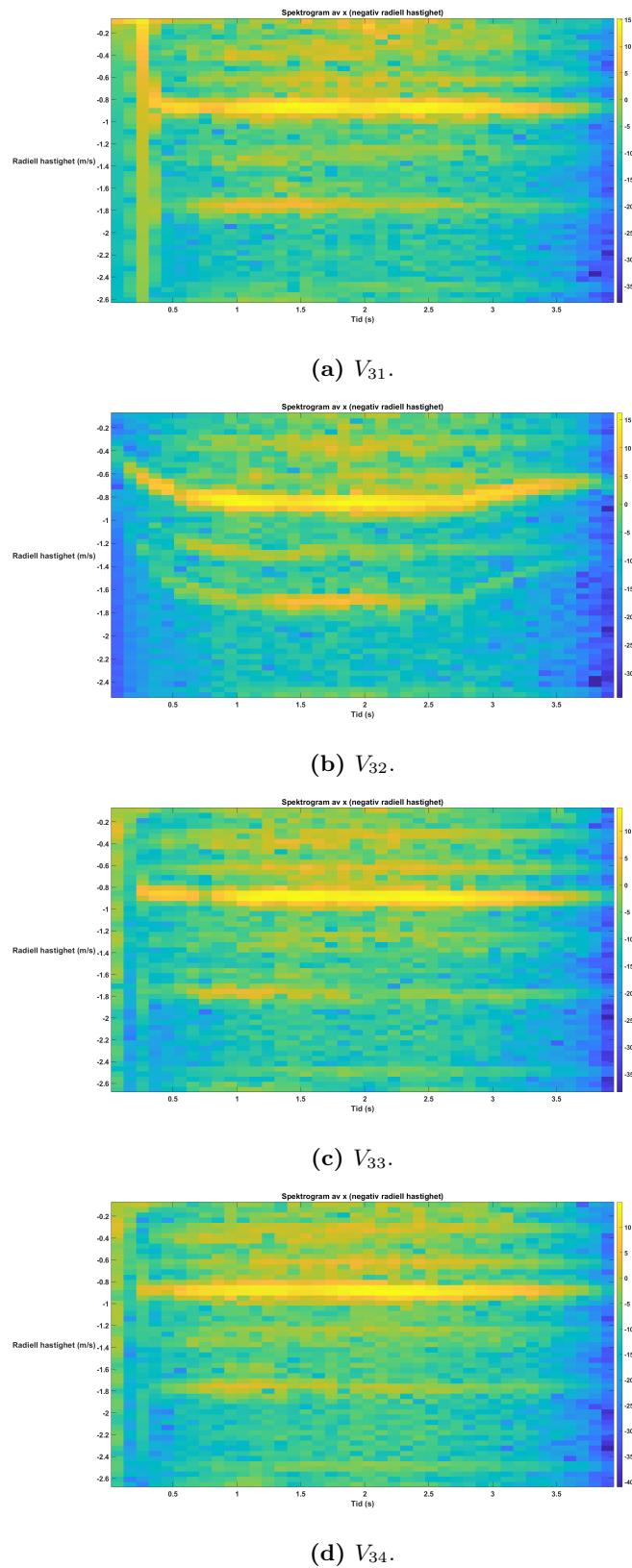
## Spektrogram



**Figur 25:** Spektrogram av måling  $V_{11-14}$ .

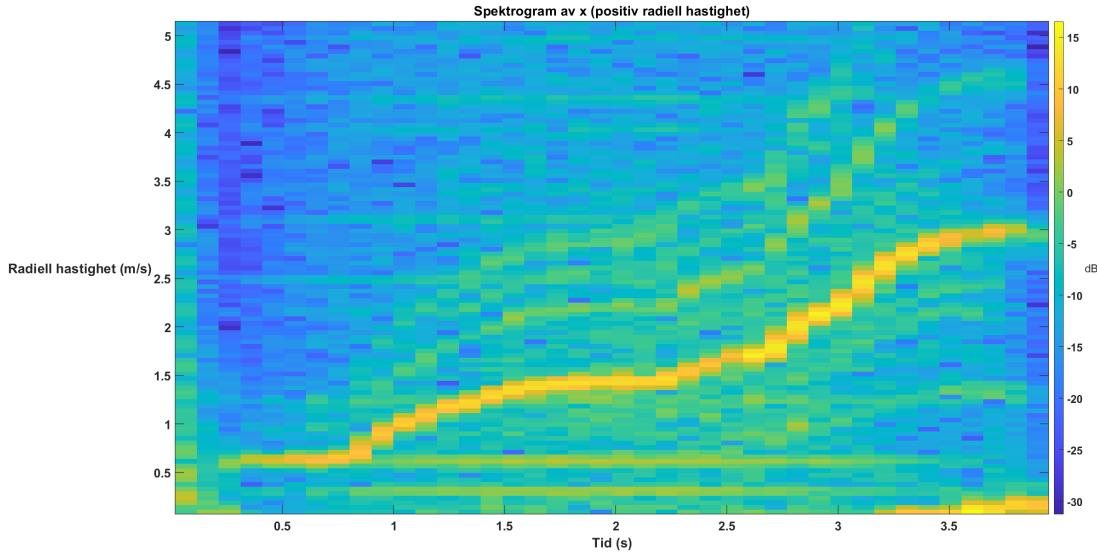


**Figur 26:** Spektrogram av måling  $V_{21-24}$ .

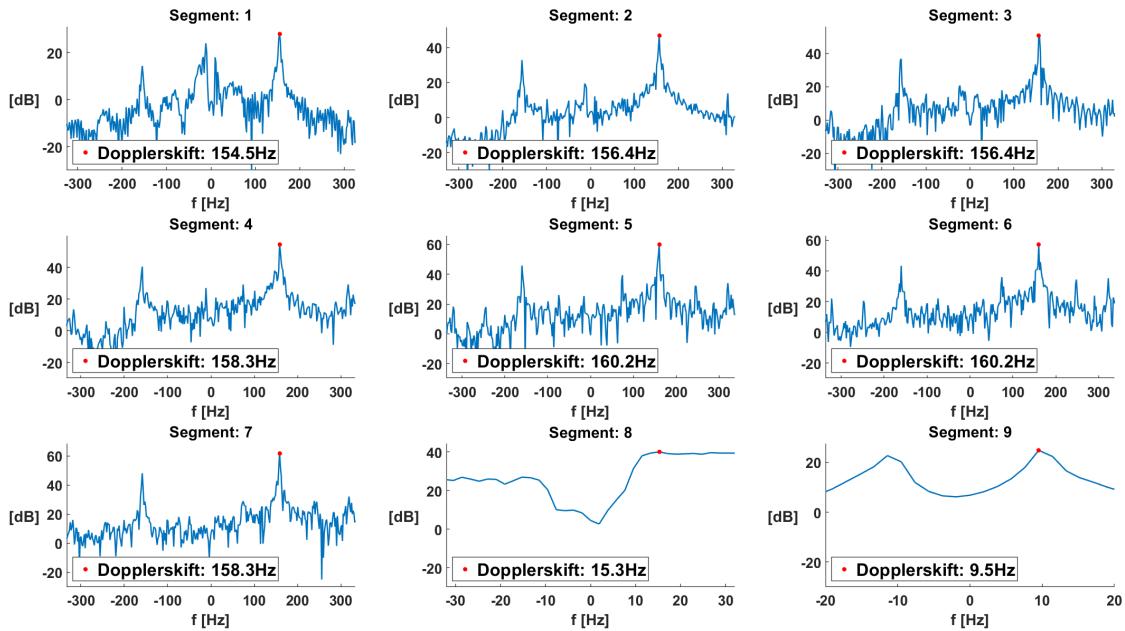


**Figur 27:** Spektrogram av måling  $V_{31–34}$ .

## Ekstra Ekstra Figurer



**Figur 28:** Spektrogram av akselererende radiobil, mot fra radar,



**Figur 29:** Spektrum av ekstra segmentert måling:  $V_{11}$ .

Segment 19  
Radiell hastighet: 0.90111 m/s  
Dopplerskift: 144.9585 Hz  
SNR I: 39.0295  
SNR Q: 44.4027

**Figur 30:** SNR av ekstra segmentert måling:  $V_{24}$ . Totalt 25 segmenter.

Segment 69  
Radiell hastighet: 1.7074 m/s  
Dopplerskift: 274.6582 Hz  
SNR I: 49.5464  
SNR Q: 47.6559

**Figur 31:** SNR av ekstra ekstra segmentert måling:  $V_{24}$ . Totalt 100 segmenter.