

Del III

Radar

En radar er en sensor som sender ut radiobølger (mikrobølger) og mottar ekko fra objekter i nærheten og fra omgivelsene generelt. Radar brukes i mange sammenhenger innenfor alt fra luftovervåkning, navigasjon på sjøen, fartsmåling, og helt ned til kortholdssystemer for medisinske anvendelser.

8 Teori

En radar kan måle avstand til et objekt ved å måle tiden det tar fra utsendt puls til en mottar ekko fra et objekt. Ved å multiplisere denne tiden med lyshastigheten, kan en beregne avstanden til et objekt ut fra ligningen

$$R = \frac{c\tau}{2}, \quad (\text{III.1})$$

der c er lysets hastighet, og τ er tidsforsinkelsen.

Ved å bruke en antenne med smal strålebredde kan en også beregne retningen til objektet ved å måle hvilken vinkel radarantennen peker. Det mest vanlige er å la radarantennen rotere mens den hele tiden sender ut pulser som reflekteres fra objekter ved forskjellige vinkler.

En radar kan måle radiell hastighet til objektet ved å måle dopplerskiftet på mottatt signal. Dette gjøres ofte ved å sende en kontinuerlig bærebølge med konstant frekvens, eller pulser med konstant frekvens (puls-doppler radar).

Dopplerskiftet f_D til et radarekko er gitt ved

$$f_D = \frac{2f_0v_r}{c}, \quad (\text{III.2})$$

der f_0 er radarens senterfrekvens og v_r er den radielle hastigheten til objektet imot eller vekk fra radaren.

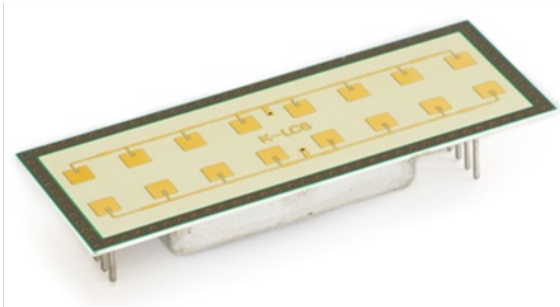
I denne oppgaven skal vi bruke en 24 GHz radar fra RfBeam GmbH til å måle hastigheten til et objekt. Radaren er en såkalt Continuous Wave (CW) radar som sender en kontinuerlig bærebølge*.

Blokkskjemaet for Rfbeam K-LC6_v2 radaren er vist i Figur III.1b sammen med et bilde av enheten i Figur III.1a der selve mikrobølgedelen er innkapslet i en skjermboks mens antennene sitter på den motsatte flaten av kretskortet.

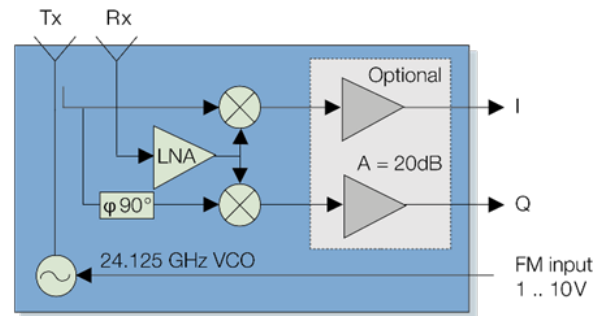
Kjernen i radaren er en såkalt VCO (Voltage Controlled Oscillator) som kan justeres innenfor frekvensområdet 24.00 – 24.25 GHz. Frekvensen justeres ved hjelp av en spenning på inngangen FM input som kan varieres mellom 1 og 10V. Hvis en ikke setter på noen spenning på FM input, vil oscillatoren svinge på ca 24.13 GHz (kan variere noe fra enhet til enhet). Figur III.2 viser utsendt signal på skjermbildet til en spektrumsanalysator.

Hoveddelen av signalet sendes ut på senderantennen, mens en liten del av signalet koples over til mottakeren og brukes som referanse (dette mottakersignalet kalles ofte for Local-Oscillator, LO). I

*Radaren kan også opereres i en såkalt FMCW modus (Frequency Modulated Continuous Wave), der en bruker en lineær frekvensvariasjon til å beregne avstanden til målet.

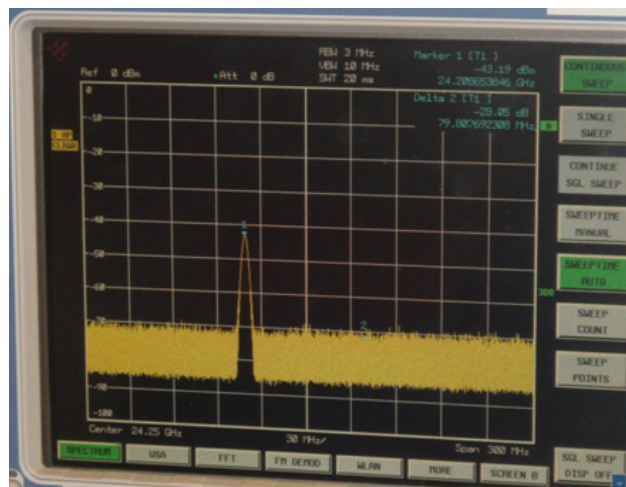


(a) Bilde av radaren.



(b) Blokkskjema for radaren.

Figur III.1: RfBeam K-LC6_v2 24 GHz radar.



Figur III.2: Spektrum av RF-signal fra radaren (FM input = 0V).

K-LC6_v2 er LO-signalet delt i to deler der den ene delen er 90-grader faseforskjøvet i forhold til det andre. De to resulterende utgangene kalles kvadratur-utgang (I og Q kanal).

Mottakersignalet fra antennen blir forsterket i en lavstøyforsterker (LNA) og fordeles inn på to mikserne (I og Q kanal). Mikserne er ulineære komponenter som multipliserer signalet inn på LO-porten med signalet inn på RF-porten. Resultatet av denne ulineære prosessen er at det på utgangsporten (IF, Intermediate Frequency) dukker opp to nye signal. Det ene signalet er summen av de frekvensene f_1 og f_2 som påtrykkes hhv RF- og LO-porten, mens det andre signalet består av differansen mellom frekvensene som påtrykkes hhv. RF- og LO-porten. Dette kan uttrykkes matematisk gjennom den velkjente matematiske identiteten

$$\cos \omega_1 \cos \omega_2 = \frac{1}{2} [\cos (\omega_1 - \omega_2) + \cos (\omega_1 + \omega_2)], \quad (\text{III.3})$$

der $\omega = 2\pi f$.

I vårt tilfelle vil sum-frekvensen havne på $2 \times 24 \text{ GHz} = 48 \text{ GHz}$ som er langt over båndbredden til utgangen fra mikserne. Dette signalet vil dermed bli kraftig dempet slik at vi kan se bort fra det. Hvis det mottatte signalet ikke har dopplerskift, vil differanse-frekvensen bli lik 0 – dvs en DC-spenning siden en mikser to helt like frekvenser. Denne mikseprosessen kalles homodyning, og vi sier at utgangssignalet havner i basisband (dvs omkring 0 Hz).

Hvis målet beveger seg, vil en på grunn av dopplerskiftet til det mottatte signalet få en liten frekvensforskjell ut av mikserne. Utgangene fra de to mikserne kalles hhv I (In-phase) og Q (quadrature) siden LO-signalene til de to mikserne har en faseforskjell på 90 grader. Disse to signalene kan settes sammen til et komplekst signal

$$x(t) = I(t) + jQ(t). \quad (\text{III.4})$$

Likning (III.4) vil utgjøre en roterende viser (phasor) som vil rotere mot klokken ved positivt dopplerskift og med klokken ved negativt dopplerskift. Dette gjør det mulig å måle både positivt og negativt dopplerskift avhengig av om målet beveger seg imot eller vekk fra radaren.

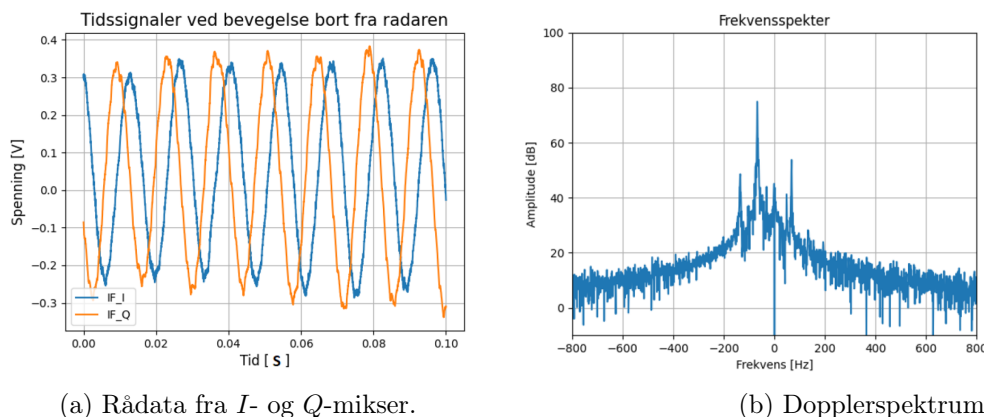
Utgangene fra mikserne skal forsterkes 20 dB for å få mer utsving på svake signaler. Ved å ta Fouriertransform av I og Q signalene kan en få ut frekvensspektret og dermed lese av dopplerskiftet som vist i Figur III.3. Fouriertransformen gjøres ved hjelp av FFT i Python etter at basisbandsignalet er digitalisert vha A/D-konverterne.

Ved måling av dopplerskift med en CW radar vil måleoppløsningen til dopplerskiftet være gitt ved

$$\delta f_D = \frac{1}{T}, \quad (\text{III.5})$$

der T er observasjonstiden (dvs tiden radaren observerer målet mens det er i bevegelse). Dette vil i praksis være måletiden (lengden på måledatane dere samler inn). Hvis hastigheten er konstant under observasjonstiden, vil δf_D tilsvare 3dB-bredden på frekvenslinjen i dopplerspekteret som kommer fram etter Fouriertransformen.

NB: Husk at *måleoppløsningen* i dette tilfellet er evnen radaren har til å skille to mål med ulike hastighet (dvs å skille mellom frekvenslinjer i dopplerspekteret). *Målenøyaktigheten* til hastighetsmålingen vil være gitt av hvor nøyaktig en kan estimere selve frekvensen til frekvenslinjen ligger.



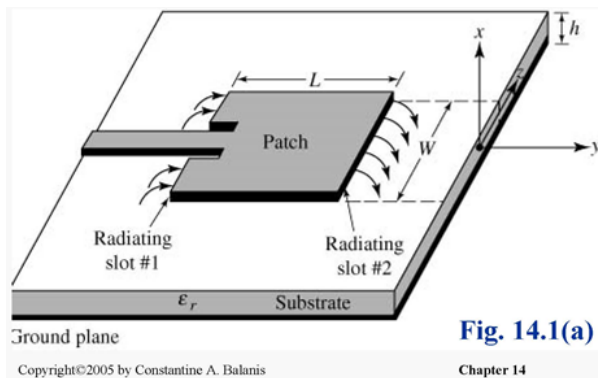
Figur III.3: Dopplerskift til et objekt som beveger seg vekk fra radaren. Den sterkeste frekvenslinja ved ca -80 Hz representerer objektet. Legg merke til speilfrekvensen som opptrer ved ca +80 Hz. Denne kommer av at IQ mikseren ikke er helt ideell. Årsaken kan være at faseforskjellen mellom I og Q ikke er nøyaktig lik 90 grader og/eller at amplitudene på I og Q signalene er forskjellige. Legg også merke til at vi har en 2. harmonisk av dopplerfrekvensen ved -160 Hz.

En enkel måte å estimere dopplerskiftet er å finne frekvensen til peaken i frekvenslinja. I faglitteraturen for spektralestimering fins et antall mer avanserte metoder for å estimere frekvenser i et frekvensspektrum uten at vi skal gå inn på det her.

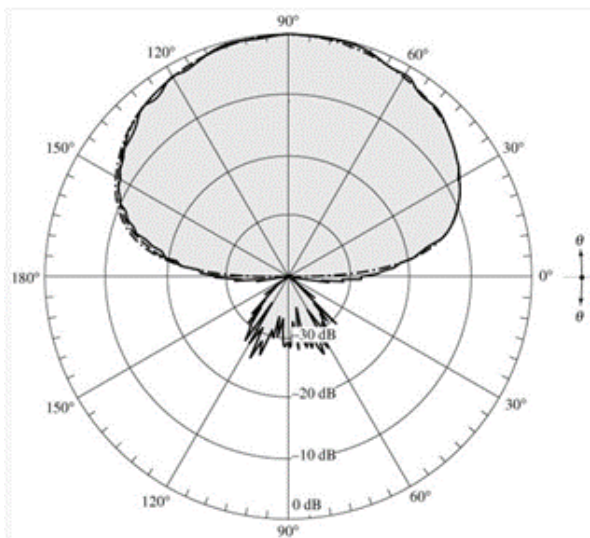
Antennesystemet til radaren består av 2 rekker med 8 såkalte patch-antenner i hver rekke som vist i figur III.5. Den ene rekken brukes som senderantenne mens den andre rekken er koplet til mottakeren. På den måten kan en sende og motta samtidig. Ved å studere kretskortet ser en at det går transmisjonslinjer som fordeler effekten ut til antennene. Linjelengdene er avstemt slik at alle elementene får samme fase på utsendt signal. Det resulterende elektromagnetiske feltet fra denne gruppeantennen (antenna array) blir dermed en kombinasjon av feltbidragene fra hvert enkelt element. Siden alle elementene svinger i fase, vil en få konstruktiv interferens i retningen som er normal på den flaten som antennene ligger langs. Arrayet kalles derfor et «broadside array» siden det gir maksimalt signal i retning av «bredsiden» til arrayet. For andre vinkler vil en få svakere signal på grunn av destruktiv interferens for disse retningene. Dette kommer av at det blir ulik gangvei (og dermed også forskjellig faseskift) for feltene fra de ulike elementene når en ser i en vinkel som er forskjellig fra normalen til kretskortet. Resultatet av dette blir at en får en smal stråle i horisontalplanet (azimuth). Dette planet er definert av normalvektoren til kretskortet og den aksen som de 8 elementene er distribuert langs. Jo lengre rekke en har, jo smalere vil strålen kunne bli i azimuth-planet.

I vertikalplanet (elevation) vil strålebredden bli bestemt av strålingsegenskapene til en enkelt patch-antenne. I faget TTT4215 Antenneteknikk behandles både patch-antenner og gruppeantenner utførlig, og illustrasjonen av patch-antennen i figur III.4 er hentet fra læreboka til Balanis [balanis2015antenna].

En patch-antenne er en antenne som utnytter feltene som oppstår langs kantene på en rektangulær metallstruktur i topplaget på et 2-lags kretskort med jordplan under. Lengden L på patchen er ca en halv bølgelengde for mikrobølgene som går langs substratet, og dermed får en et felt som reflekteres fram og tilbake fra begge endene slik at en får en stående bølge på og under patchen.



(a) Illustrasjon av patch-antennen.



(b) Strålingsdiagram for patch-antennen.

Figur III.4: Enkel patch-antenne med strålingsdiagram [balanis2015antenna].

Den delen av feltet som brer seg ut fra kantene langs sidene W (såkalte fringing fields) gir opphav til utstråling fra antennen. En enkel patchantenne stråler i en nokså bred lobe i det halvplanet som patchen vender ut mot. Figur III.5 viser strålingsdiagrammet i henholdsvis azimuth- og elevasjon for hele antenne-arrayet.

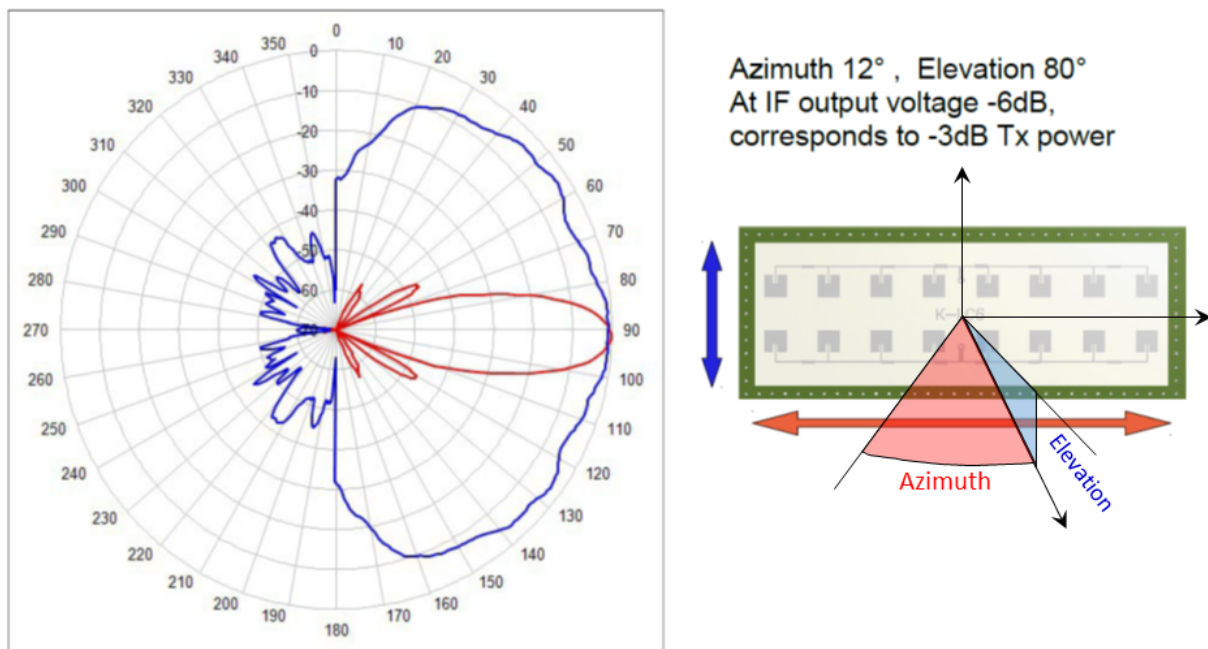
Strålebredden i elevasjon for antenne-arrayet er ca 80 grader, og det er i samsvar med det en kan forvente fra en enkel patch antenne. I azimuth er strålen ca 12 grader, og dette stemmer også bra med tommelfingerregelen for strålebredden til en antenne der den fysiske størrelsen θ er stor i forhold til bølgelengden λ .

$$\theta \approx \arctan\left(\frac{\lambda}{D}\right), \quad (\text{III.6})$$

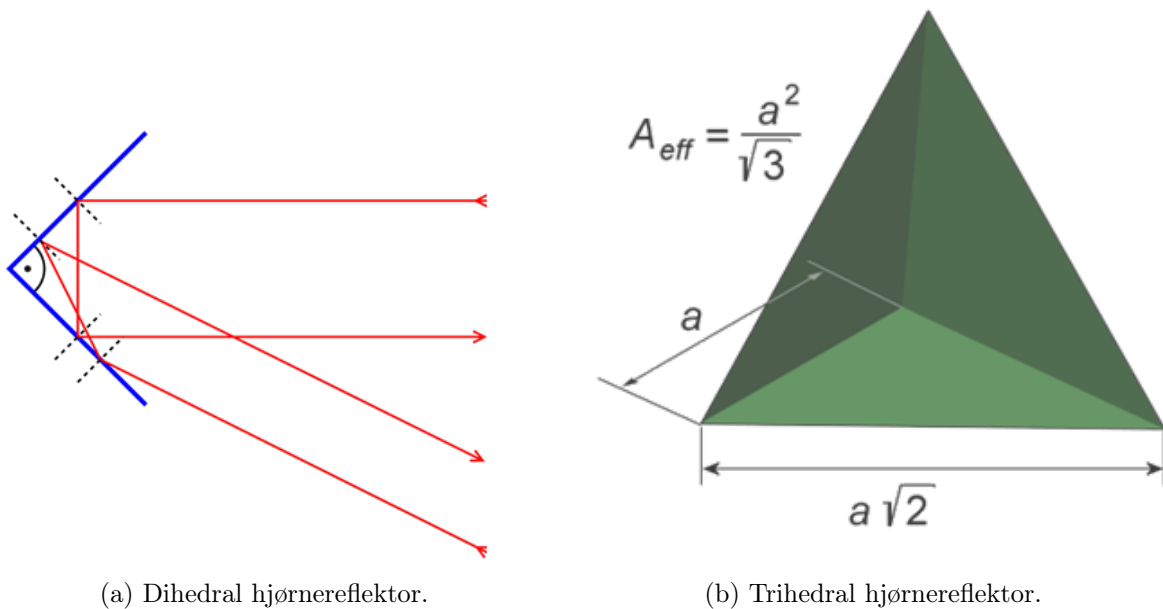
der θ gis i radianer og D er lengden på arrayet.

En antenne karakteriseres ofte med hvor stor vinning (Gain) den har. Dette er et forholdstall som forteller hvor mye sterkere det utsendte feltet i en gitt retning fra antennen er i forhold til om samme sendereffekt hadde blitt sendt ut på en såkalt *isotropisk* antenne. Sistnevnte antenne sender all effekt likt i alle retninger over et kuleskall. For en retningsbestemt antenne vil maksimal vinning opptre midt i hovedloben der feltet er sterkest. Jo smalere hovedloben er, jo sterkere vil feltet være i hovedloben, og antennen får dermed høyere vinning. Vinning måles ofte i dBi (desibel relativt isotropisk antenne), og det er viktig å huske at antennevinning ikke er aktiv forsterkning av signalet, men et uttrykk for at utsendt effekt samles i én retning i stedet for å bli spredt isotropisk.

En førsteordens tilnærmelse til å beregne antennevinning G [dBi] finnes i Balanis [balanis2015antenna]



Figur III.5: Strålingsdiagram for antennearrayet i henholdsvis azimuth- (rød kurve) og elevasjonsplanet (blå kurve).



Figur III.6: To ulike hjørnereflektorer.

$$G \approx 10 \log_{10} \left(\frac{30000}{\theta_e \theta_a} \right), \quad (\text{III.7})$$

der vinklene θ_e og θ_a er 3 dB strålebredden i hhv elevasjon og asimut oppgitt i grader.

Når utsendt radarpuls treffer et objekt, vil innfallende effekt reflekteres og spres i ulike retninger. Noe av effekten blir spredt tilbake til radaren og kan fanges opp av mottakeren. Styrken på det tilbakespredte signalet vil avhenge av objektets form og størrelse, bølgelengden på radarsignalet, og de elektriske materialegenskapene til objektet (elektrisk permittivitet og konduktivitet). For å få et kvantitativt mål på spredningsegenskapene, har en innført størrelsen radartverrsnitt σ [m²]. Dette er arealet til tverrsnittet av en tenkt kule som sprer innfallende radarbølge likt i alle retninger (dvs isotropisk) - og som gir tilsvarende signalstyrke i radarmottakeren som den faktiske refleksjonen fra det virkelige objektet. Et stort metallobjekt som f.eks et stålskip kan ha et radartverrsnitt på flere hundre kvadratmeter, mens en liten fugl kan ha radartverrsnitt på 0.1 m².

En hjørnereflektor består av 2 eller 3 metallflater som står 90 grader på hverandre som vist i Figur III.6. En slik reflektor har den unike egenskapen at innkommende bølger reflekteres tilbake i nøyaktig den samme retningen som de kom fra. Dette skjer fordi bølgene reflekteres to ganger på to plane metallflater som står 90 grader på hverandre. Radartverrsnittet for en trihedral hjørnereflektor med triangulære flater er tilnærmet gitt ved

$$\sigma = \frac{4\pi a^4}{3\lambda^2} \quad (\text{III.8})$$

Når en kjenner antennevinningen og radartverrsnittet, kan en beregne hvor mye effekt som kommer tilbake til radarmottakeren fra et objekt ved å bruke radarligningen [skolnik2001introduction]

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{G_t G_r \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4}, \quad (\text{III.9})$$

der P_r er mottatt effekt, P_t er sendereffekt, G_t og G_r er hhv antennevinning til sender- og mottakerantennene, og R er avstanden til målet. Legg merke til at mottatt effekt er proporsjonal med R^{-4} . Hvis en kan beregne støyeffekten i mottakeren, kan en også finne ut hva minimum mottakersignal må være for at et mål skal detekteres. Som regel kreves det et gitt signal-til-støyforhold for å få en ønsket deteksjonssannsynlighet. Vi kan for enkelthet skyld anta $\text{SNR} = 10$ dB som et krav.

Støyeffekten til mottakeren beregnes ved hjelp av ligningen

$$N = k T_{rx} B, \quad (\text{III.10})$$

der $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K er Boltzmanns konstant, T_{rx} er mottakerens støytemperatur i Kelvin, og B er båndbredden i Hz. Hvis en prosesserer hele tidsserien (observasjonstiden T) vha av f.eks en FFT, vil en få en teoretisk båndbredde $B = \frac{1}{T}$.

9 Oppgaver

9.1 Forberedelse

1. Beregn teoretisk dopplerskift som funksjon av radiell hastighet ved 24.13 GHz senterfrekvens.
2. Beregn antennevinning ut fra ligning (III.7) og sammenlign med data som fins i databladet for radaren.
3. Beregn radartverrsnittet ved 24 GHz til en hjørnereflektor som har sidekant $a = 21$ cm.
4. Hvor mye må reflektoren beveges radielt for at I - Q -phasoren skal foreta et 360-graders fase-omløp?

9.2 Forberedelse: Test radaren

- Koble I - og Q -kanalene på radaren til hver sin oscilloskopkanal på Digilenten.
- Bruk spenningsforsyningen til Digilenten til å gi +5V til radaren. Les databladet **nøye** så dere ikke ødelegger radaren. Dere trenger ikke å kople til det aktive filteret for dette eksperimentet.
- Åpne oscilloskopet i Waveforms. Se på de to kanalene mens dere beveger en hånd foran radaren. Hva ser dere?
- Gå til menybaren i oscilloskop-vinduet og trykk på "+XY". Dette plottet kanalene i et XY-plott. Hva er faseforskjellen mellom kanalene?
- Frivillig: Gå til menybaren i oscilloskop-vinduet og åpne audio-menyen. Prøv å spille av signalet på den ene kanalen som audio. Bruk 48 kHz som utgangspunkt i playback rate, men det er mulig dere må prøve dere frem med instillingene. Kan dere høre dopplerskiftet?

9.3 Laboppgave: Doppler radar

1. Kople opp radaren og bygg de aktive filterne med forsterker med 20 dB gain til hver av kanalene ved hjelp av operasjonsforsterker (se labmanual). Forsterkeren skal også inneholde et aktivt bandpassfilter med passband fra 3.5 Hz — 4.8 kHz. Hvorfor er disse knekkfrekvensene fornuftige å bruke bl.a ut fra kjennskap til forventet dopplerskift og AD-konverterne som brukes? Finn ut hvilke komponenter i oppkoplingen til op-amp/filter som bestemmer henholdsvis øvre- og nedre knekkfrekvens og beregn disse komponentverdiene ut fra de spesifiserte knekkfrekvensene. Mål frekvensresponsen til forsterken med filteret. Lagre data slik at dere kan generere Bode-plott til labrapport.
2. Bruk radaren til å måle hastigheten til et objekt som beveger seg radielt i mot eller vekk fra radaren. Finn en egnet alternativ metode for å måle hastigheten (f.eks vha stoppeklokke over en kjent avstand). Bruk forskjellige hastigheter og lag plott av målt hastighet versus teoretisk hastighet. Bruk en kompleks Fouriertransform av I - og Q -signalene til å finne spekteret slik at en kan finne både negativt og positivt dopplerskift.
 - Gjenta dette punktet 4 ganger for hver hastighet. Mål minimum 2 forskjellige hastigheter mot radaren og 1 hastigheter vekk fra radaren. I alt blir dette minimum 12 målinger.

3. Plott eksempler på tidsserier av rådata (I - og Q -signalene), dopplerspektrum i dB, og beregn SNR ut fra dopplerspekteret. (Her må en vurdere hva som er termisk støygulv og hva som er interferens).
4. Undersøk om oppløsningen i dopplerspekteret samsvarer med teoretisk verdi for doppleroppløsning.
5. Gjør en analyse av målenøyaktigheten til hastighetsmålingen og estimer standardavviket ved forskjellige hastigheter.
6. Drøft feilkilder og hvilke faktorer som påvirker målenøyaktigheten.

Hvis tiden tillater det, kan en også forsøke å lage et spektrogram av dopplerskiftet. Et spektrogram er et intensitetsplott som viser dopplerskift som funksjon av tiden målingen pågår.

9.4 Demonstrasjon

For å få godkjent oppgaven skal dere gjennomføre en enkel demonstrasjon av systemet. Denne demonstrasjonen skal som minimum inneholde følgende, i tillegg til å få godkjent på forberedelsesoppgavene:

1. Bode-plott som viser frekvensresponsen til begge båndpassfiltrene. NB: Ta vare på måledata og plott data i Python; det holder ikke å bare ta skjermdump av Bode-plottet fra Digilent.
2. Vis at dere har gjort alle hastighetsmålinger som ble etterspurt i laboppgave 2.
3. Plott av tidsserie og spektrum av minst én hastighetsmåling, og vis hvordan du finner hastigheten fra dem.
4. Vis estimat av signal-støy-forhold til radarmålingene ut fra frekvensspekteret.
5. Beregning av varians/standardavvik for hastighetsmålingene, og forklar hvordan dere laget estimatene.