

Frekvenskonvertering ved hjelp av punktprøvingsteknikker

En alternativ metode for å flytte bredbandede RF-signaler opp og ned i frekvens

Thomas Thoresen

Master i elektronikk

Oppgaven levert: Juni 2011

Hovedveileder: Jens F. Hjelmstad, IET

Biveileder(e): Stein Kristoffersen, Forsvarets forskningsinstitutt
Tor Holmboe, Forsvarets forskningsinstitutt

Oppgavetekst

Dagens RF-systemer, for eksempel radar, har gjerne en digital kjerne som prosesserer mottatte signaler og/eller genererer signaler for transmisjon. Rundt den digitale kjernen finnes RF-delen av systemet. Denne benytter i dag ofte superheterodyn-prinsippet for å flytte RF-signaler til et lavere frekvensområde som kan håndteres av AD- og DA-konvertere. Dette innebærer gjerne to-steps miksing fra $1 - 20\text{GHz}$ til et basebånd, med tilhørende filtrering, nivåregulering et cetera. Komponentene som inngår i frekvenskonverteringen er svært dyre, og når systemet skal dekke et stort frekvensområde blir RF-delen svært stor. RF-delen er således ofte den dyreste, tyngste og kanskje ytelsesbegrensende delen i mange systemer i dag.

I denne oppgaven skal man se på *Sampling Up/Down Conversion* (SDC/SUC), som en alternativ metode for å flytte et bredbåndet RF-signal henholdsvis ned og opp i frekvens. Ved SDC punktpåveres og AD-konverteres RF-signalet direkte uten at det først flyttes ned i frekvens. Lav punktpåveringsfrekvens i forhold til RF-signalet forårsaker aliasing, som i praksis konverterer RF-signalet ned til basebånd. Nyquistteoremet oppfylles ved at RF-signalbåndbredden begrenses til under halve punktpåveringsfrekvensen ved hjelp av et analogt båndpassfilter. Ved SUC DA-konverteres signalet med en rate som tilsvarer AD-samplingen. Etterfølgende impulsmodulering med punktpåveringsfrekvensen lager kopier av signalet i flere høyereordens Nyquistbånd, som i praksis utgjør den ønskede frekvenskonverteringen opp til RF. Riktig Nyquistbånd velges ved hjelp av et analogt båndpassfilter.

Oppgaven går ut på å analysere ytelsen til en krets for opp-/nedkonvertering som benytter SDC/SUC. Det skal gjøres gjennom teoretiske beregninger, simuleringer og målinger på et eksempelsystem med begrenset ytelse. Den teoretiske delen bør beskrive prinsippet og det ideelle tilfellet. I tillegg må teorien inkludere praktiske begrensninger som man må forvente i et ekte system, på en slik måte at de i neste fase kan studeres i simuleringer. I simuleringene bør det genereres hypoteser for potensiell systemytelse (for opp-/ned-konverterer) som funksjon av ytelse i forskjellige deler av systemet. Spesielt er man interessert i å finne krav til RF-filter, AD-/DA-konvertere, samplingsklokke, krav til tidsvarighet og form på samplingspulser et cetera. Simuleringene gjøres fortrinnsvis i MATLAB. Målingene skal gjøres på et eksempelsystem som har begrenset ytelse i forhold til det et bredbåndet RF-system vil ha. Det er imidlertid viktig at målingene kan demonstrere resultater fra teori og simuleringer, for å underbygge resultater derfra.

Oppgaven gjennomføres ved Forsvarets forskningsinstitutt (FFI), og FFI anskaffer alle grunnkomponentene som trengs til oppgaven.

Oppgaven gitt: 17. januar 2011
Hovedveileder: Jens F. Hjelmstad, IET
Biveileder(e): Stein Kristoffersen, Forsvarets forskningsinstitutt
Tor Holmboe, Forsvarets forskningsinstitutt

Forord

Denne masteroppgaven markerer slutten på et langt, utfordrende og ikke minst interessant masterstudium i elektronikk ved Institutt for elektronikk og telekommunikasjon, NTNU. Arbeidet vedrørende masteroppgaven er utført ved Forsvarets forskningsinstitutt (FFI), som en ekstern masteroppgave.

Jeg vil rette en takk til min hovedveileder ved NTNU, professor Jens F. Hjelmstad, som har vært behjelpelig med blant annet struktur og oppsett av masteroppgaven. Den faglige støtten til masteroppgaven har jeg fått via mine veiledere på FFI, forsker Stein Kristoffersen og forsker Tor Holmboe. De har vært behjelpelige med alt av faglige og ikke-faglige spørsmål, og har alltid tatt seg god tid til veiledning og forklaring. Av den grunn må det rettes en ekstra stor takk til begge veilederne på FFI, får deres støtte og hjelp gjennom hele masteravhandlingen. Spesielt vil jeg fremheve forsker Tor Holmboes hjelpsomhet med utviklingen av enkelte delkomponenter benyttet i oppgaven. Jeg vil også takke FFI, som har gitt meg muligheten til å skrive en masteroppgave innenfor et område jeg finner interessant og spennende.

Siden masteroppgaven markerer slutten på et langt masterstudium vil jeg også takke mine venner gjennom studietiden, for mange fine øyeblikk og morsomme opplevelser. Spesielt vil jeg takke Esten Øyen Fremmegaard for mange artige øyeblikk i Gyldenløves gate 4, og Marius Letting Larssen for et uforglemmelig år i Oslo.

Sist men ikke minst vil jeg rette en stor takk til mine nærmeste, spesielt min samboer Kathrine Ahlsen, for deres hjelpsomhet, tålmodighet og moralsk støtte gjennom de siste 5 årene. Uten dere hadde ikke dette latt seg gjennomføre.

Thomas Thoresen

Kjeller, Juni 2011

Sammendrag

Mange av dagens trådløse systemer benytter frekvenser opp i titals gigahertz området, ofte kalt RF-bånd, til å sende bredbandede RF-signaler. Siden den digitale enheten som prosesserer RF-signalene opererer på et lavere frekvensområde, må RF-signalet konverteres til og fra et såkalt basebånd. Superheterodyn-prinsippet er per dags dato den vanligste frekvenskonverterings-metoden til og fra basebåndet, men metoden begrenser ofte systemytelsen og tar stor plass. Av den grunn har denne masteroppgaven sett på *Sampling Down Conversion* (SDC) og *Sampling Up Conversion* (SUC) som et alternativ for å flytte bredbandede RF-signaler henholdsvis ned og opp i frekvens.

Prinsippet og ytelsen til SDC og SUC er blitt analysert gjennom en studie av bakgrunnsteorien, simuleringer i MATLAB og praktiske laboratorieforsøk. Bakgrunnsteorien har tatt for seg en ideell beskrivelse av SDC og SUC, hvor prinsippet og komponentene som inngår i frekvenskonverteringen har blitt gjennomgått. Prinsippene ble videreført til MATLAB, hvor SDC og SUC har blitt simulert ved å flytte et RF-signal til og fra et basebånd. Simuleringene tok utgangspunkt i det ideelle tilfellet, hvor enkelte begrensninger påpekt i bakgrunnsteorien har blitt innført. For å verifisere simuleringene ble det utført praktiske laboratorieforsøk, hvor SDC og SUC har blitt demonstrert på et eksempel-system med begrenset ytelse.

Gjennom analysen er det blitt vist hvordan SDC konverterer et bredbåndet RF-signal ned til basebåndet, ved å punktprøve direkte med en *analog-til-digital-omformer* (ADC). Resultatene viser hvordan kravet til ADCens analoge båndbredde øker, og hvordan SDC er ekstra følsomt for fasestøy i form av jitter. I oppkonverteringen fra basebåndet har analysen vist hvordan SUC utfører frekvenskonverteringen, ved å båndpassfiltrere direkte etter en *digital-til-analog-omformer* (DAC), og hvordan valget av DAC-type påvirker ytelsen. Resultatene viser hvorfor en *return-to-zero* (RTZ) DAC bør benyttes, og hvordan punktprøving-frekvensen påvirker frekvenskonverteringen. For både SDC og SUC viser resultatene hvordan båndpassfiltre med gode frekvenssegenskaper, er helt sentralt for ytelsen i ned- og oppkonverteringen.

Siden frekvenskonverteringen foretas direkte på en ADC og DAC, føres den digitale enheten nærmere antennen, og den faktiske størrelsen minker i forhold til superheterodyn-prinsippet. En annen stor fordel er at fleksibiliteten øker ved at frekvenskonverteringen styres direkte av punktprøving-frekvensen. Hovedkonklusjonen til oppgaven er at SDC og SUC kan benyttes til frekvenskonvertering, samtidig som fleksibiliteten øker. Hvilket frekvensområde SDC og SUC kan operere under, er helt avhengig av kvaliteten på komponentene som benyttes. For å opprettholde akseptable ytelser har oppgaven vist hvordan det stilles strenge krav til komponentene som inngår i frekvenskonverteringen.

Innhold

1. Innledning	1
1.1. Bakgrunn	1
1.2. Formål og hovedoppsett av oppgaven	2
1.3. Organisering av oppgaven	3
2. Bakgrunnsteori	4
2.1. Superheterodyn-prinsippet	4
2.2. Punktprøving av tidskontinuerlige signaler	8
2.3. ADC	13
2.4. DAC	19
2.5. Fasestøy i oscillatorer	23
2.6. Sampling Down Conversion	24
2.7. Sampling Up Conversion	27
3. MATLAB simulering	29
3.1. Sampling Down Conversion	31
3.2. Sampling Up Conversion	40
3.3. Totalsystem	51
4. Praktiske laboratorieforsøk	54
4.1. Sampling Down Conversion	56
4.2. Sampling Up Conversion	62
4.3. Totalsystem	70
5. Diskusjon	83
5.1. Sampling Down Conversion	83
5.2. Sampling Up Conversion	87
5.3. Totalsystem	91
6. Konklusjon	94
6.1. Videre arbeid	95
Referanser	96
A. RC- og RLC-krets	98
A.1. 1. ordens RC-krets	98
A.2. Sprangrespons RLC-krets	102
B. Beregne SNR ved hjelp av Diskret Fouriertransform	104
C. RTZ-krets	107
C.1. Virkemåte	107
C.2. Oppkobling	108

D. FPGA-modul	112
D.1. HERON-BASE2-FIFO	112
D.2. HERON-IO5-DO	112
D.3. Oppsett for test av SUC/SDC	117
E. Testrapport for båndpassfiltre	119
F. Kildekode til simuleringer i MATLAB	121
F.1. sample_down_conversion.m	121
F.2. sample_up_conversion.m	126
F.3. totalsystem.m	133
F.4. sample.m	136
F.5. DAComformer.m	137
F.6. BP_9_10_order8.m	137
F.7. BP_9_10_order40.m	138
G. Bilder av komponenter brukt i laboratorieforsøket	139

1. Innledning

1.1. Bakgrunn

Radiofrekvens (RF) er betegnelsen på frekvensområdet fra $3kHz$ til $300GHz$. Mange av dagens sivile og militære RF-systemer benytter dette frekvensområdet til trådløse applikasjoner. RF-signalene som sendes trådløst er gjerne bredbåndet og prosesseres ved hjelp av en digital kjerne. Før RF-signalet kan digitaliseres må det konverteres ned til en frekvens som *analog-til-digital-omformeren* (ADC) klarer å håndtere, kalt basebånd. For å få signalet opp til ønsket transmisjonsfrekvens må en tilsvarende konvertering fra basebåndet utføres etter en *digital-til-analog-omformer* (DAC). Superheterodynprinsippet er per dags dato den vanligste metoden for å utføre disse frekvenskonverteringene, ved hjelp av mikserer og lokaloscillatorer. En mikser er en analog elektronisk krets som multipliserer inngangssignalene med hverandre, slik at en sum- og differansefrekvens oppstår på utgangen. Ved å filtrere ut enten sum- eller differansefrekvensen oppnås en frekvenskonvertering. RF-signalet blir koblet til mikseren sammen med en lokaloscillator, og frekvensen til RF-signalet skiftes avhengig av frekvensen på lokaloscillatoren. En ikke-ideell mikser vil i tillegg til sum- og differansefrekvensen produsere overharmoniske og uønskede kombinasjoner av inngangsfrekvensene, kalt intermodulasjonsprodukter. I tillegg vil en ikke-ideell mikser ha et konversjonstap og isolasjonproblemer. Nevnte ulemper vil ofte føre til at RF-delen setter en begrensning for den totale systemytelsen, samtidig som den opptar mye plass. Av den grunn har denne masteroppgaven sett på *Sampling Down Conversion* (SDC) og *Sampling Up Conversion* (SUC) som en alternativ metode for å flytte bredbandede RF-signaler henholdsvis ned og opp i frekvens.

SDC oppnår en konvertering ned i frekvens ved å punktprøve direkte på RF-signalet med en rate lavere enn 2 ganger RF-frekvensen. Den formen for punktprøving kalles undersampling, og fører RF-signalet ned til basebåndet ved hjelp av aliasing. Generell punktprøvingsteori sier at frekvensspekteret til RF-signalet repeteres om punktprøving-frekvensen f_s i punktprøvingen. Riktig valg av f_s fører derfor RF-signalet direkte ned til basebåndet. Nyquist-Shannon teoremet oppfylles ved at det punktprøves med en rate større enn 2 ganger båndbredden, hvor båndbredden begrenses av et analogt båndpassfilter. I et reelt system utføres punktprøvingen av en ADC. For at ADCen skal kunne punktprøve direkte på RF-signalet må den ha en analog båndbredde som dekker RF-frekvensen.

SUC utfører den motsatte funksjonen til SDC, nemlig å konvertere et signal fra basebånd opp til RF. Under SDC vil en undersamplet versjon av RF-signalet inneholde en kopi i basebåndet. På samme måte kan det sies at punktprøvene av basebåndsignalet inneholder en kopi ved RF-frekvensen, dersom samme punktprøving-frekvens benyttes. I et reelt system omgjøres punktprøvene til et analogt signal ved hjelp av en DAC. Denne impulsmoduleringen fører til at kopien i RF-båndet fortsatt finnes i utgangen til DACen. Ved å benytte et analogt båndpassfilter kan RF-kopien filtreres ut, og en konvertering opp til RF oppnås.

1.2. Formål og hovedoppsett av oppgaven

Formålet med oppgaven er å karakterisere ytelsen og begrensninger til SDC og SUC. Ytelsen analyseres ved å studere komponentene som inngår i frekvenskonverteringen, som igjen er med på å belyse hvilke fordeler og ulemper SDC og SUC innfører i et RF-system. Forsvarets forskningsinstitutt (FFI) ser på SDC og SUC som en konverteringsmetode som kan benyttes i fremtidige RF-systemer. Blant annet har FFI startet planleggings-arbeidet med et nytt RF-system, hvor SDC og SUC vurderes som et ledd i RF-delen. For å klargjøre utfordringene og fordelene SDC og SUC vil innføre i et RF-system, blir frekvenskonverterings-metoden studert gjennom 3 hoveddeler; Bakgrunnsteori, MATLAB simulering og praktiske laboratorieforsøk.

Bakgrunnsteori

Den teoretiske delen begynner med å beskrive superheterodyn-prinsippet, for å vise virkemåte og begrensninger et slikt system har. Deretter studeres teorien bak SDC/SUC, hvor prinsippene for punktprøving, ADC, oscillatorer og DAC gjennomgås. Teorien viser hvordan ytelsen til SDC/SUC påvirkes av blant annet punktprøvingfrekvensen, fasestøy fra oscillatoren (jitter) og valget av DAC-type. Hvilke praktiske begrensninger som kan forventes i et reelt system beskrives også. Selv om ikke all teorien benyttes videre i oppgaven, er den tatt med for å gi et bedre helhetsbilde.

MATLAB simulering

Ved hjelp av programmeringsverktøyet MATLAB er det utviklet en testbenk, hvor et RF-signal konverteres ned og opp i frekvens. Først studeres SDC, hvor RF-signalet under-samples ideelt og ved hjelp av et 1. ordens lavpassfilter, med og uten jitter. Deretter simuleres SUC, hvor det vises hvordan valget av DAC-type påvirker frekvenskonverteringen, samtidig som ytelsen til en mer reell DAC simuleres. Til slutt simuleres SDC og SUC sammen i et totalsystem, hvor SDC konverterer et RF-signal ned til basebånd og SUC konverterer basebåndsignalet opp til RF igjen.

Praktiske laboratorieforsøk

For å verifisere simuleringene er det blitt utført praktiske laboratorieforsøk på et eksemplarsystem med begrenset ytelse. Laboratorieforsøket har tilsvarende struktur som simuleringene, ved at SDC og SUC først studeres hver for seg, for så å testes sammen i et totalsystem. Laboratorieforsøket av SDC viser hvordan undersampling konverterer et signal ned i frekvens, der betydningen av analog båndbredde og jitter fremheves. Under SUC studeres frekvensspekteret til forskjellige DAC-typer, og det vises hvordan et båndpassfilter utfører konverteringen opp i frekvens. Når totalsystemet testes vises det hvordan SDC og SUC utfører frekvenskonverteringen, samtidig som enkelte av utfordringene til et slikt system tydeliggjøres.

1.3. Organisering av oppgaven

Arbeidet vedrørende analysen av SDC og SUC er utført ved FFIs avdeling på Kjeller, som en masteroppgave ved *Norges teknisk-naturvitenskapelige universitet* (NTNU). Alle grunnkomponenter og materiell benyttet i oppgaven er anskaffet av FFI.

Opgaven er organisert på følgende måte:

- Kapittel 2: Gir en gjennomgang av bakgrunnsteorien til SDC og SUC. Inneholder en beskrivelse av superheterodyn-prinsippet, punktprøving, ADC, DAC, fasestøy i oscillatorer og til slutt en beskrivelse av SDC og SUC.
- Kapittel 3: Beskriver simuleringene av SDC og SUC, samtidig som resultatene presenteres. Først simuleres SDC, deretter SUC, og til slutt et totalsystem som benytter SDC og SUC sammen.
- Kapittel 4: En beskrivelse av hvordan det praktiske laboratorieforsøket av SDC og SUC ble gjennomført, samtidig som resultatene presenteres. Laboratorieforsøket har tilsvarende oppdeling som simuleringene, med SDC, SUC og til slutt et totalsystem.
- Kapittel 5: I dette kapittelet blir resultatene fra kapittel 3 og 4 diskutert og knyttet opp med hverandre, sammen med teorien i kapittel 2. Resultatene fra SDC diskuteres først, deretter SUC, for så å diskutere resultatene fra totalsystemet til slutt.
- Kapittel 6: Beskriver hvilke hovedlinjer og konklusjoner det er mulig å trekke ut fra diskusjonen i kapittel 5, samtidig som forslag til videre forskning nevnes.

Etter kapittel 6 kommer en referanseliste, som inneholder informasjon om hvilke bøker og artikler det henvises til i oppgaven. Referanselisten inneholder også internett-adressen til andre referanser benyttet. Oppgaven inneholder totalt 7 appendikser, som er tatt med for å underbygge forståelsen av oppgaven, samt gi en mer helhetlig forståelse av utført arbeid.

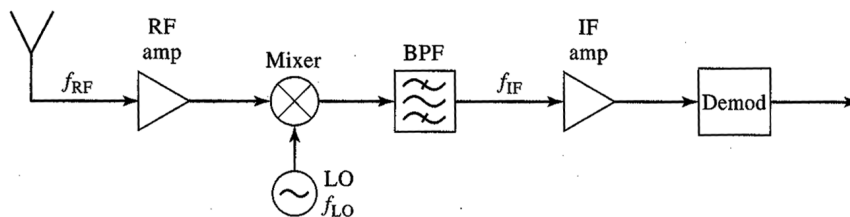
Mange av figurene benyttet i oppgaven er hentet fra lærebøker og artikler, som markeres med en henvisning til hvor de er hentet fra. Figurenes originale form og språk er beholdt, slik at de kan benyttes i andre sammenhenger. Det betyr at enkelte figurer inneholder engelsk språk selv om masteroppgaven er skrevet på norsk. Gjennom oppgaven er også enkelte engelske ord adoptert til norsk, da en oversettelse til norsk ville ha forverret lesbarheten i oppgaven. En dårlig oversettelse kan i tillegg være med på å innføre begrepsforvirring, ved at oversettelsen tolkes feil.

I tillegg til appendiksene er en ZIP-fil vedlagt oppgaven. ZIP-filen inneholder all programkode i MATLAB og databladene referert til i oppgaven. For mer informasjon om innhold henvises det til *LesMeg.txt* lagt i øverste mappestruktur i ZIP-filen.

2. Bakgrunnsteori

2.1. Superheterodyn-prinsippet

Mange av dagens trådløse systemer overfører informasjonen ved høye frekvenser, gjerne opp i 10-talls GHz området. For å kunne overføre informasjonen ved disse frekvensene må informasjonssignalene konverteres henholdsvis opp og ned til ønsket frekvensbånd. Superheterodyn-prinsippet er den vanligste frekvenskonverterings-metoden per dags dato, og skjer ved hjelp av mikserer og lokaloscillatorer [Poz01]. En mottaker som benytter superheterodyn-prinsippet er vist i figur 1.



Figur 1: Superheterodyn mottaker [Poz01]

Figur 1 viser mottakerkjeden fra antennen til signalet blir digitalisert. Etter antennen kommer en RF-forsterker, ofte i form av en lavstøysforsterker (LNA). Den komponenten er den viktigste komponenten med tanke på den totale støyfaktoren for systemet [Poz01]. Mikseren og lokaloscillatoren sørger for at signalet nedkonverteres til en frekvens hvor det er mye lettere å arbeide med signalet. Båndpassfilteret filtrerer ut den riktige delen av frekvensspekteret, og demodulatoren henter ut informasjonen i signalet. Selve konverteringen opp og ned i frekvens er av spesiell interesse for denne oppgaven, og mikseren presenteres derfor bedre i dette delkapittelet. Teorien om mikserer er i stor grad hentet fra [Poz01].

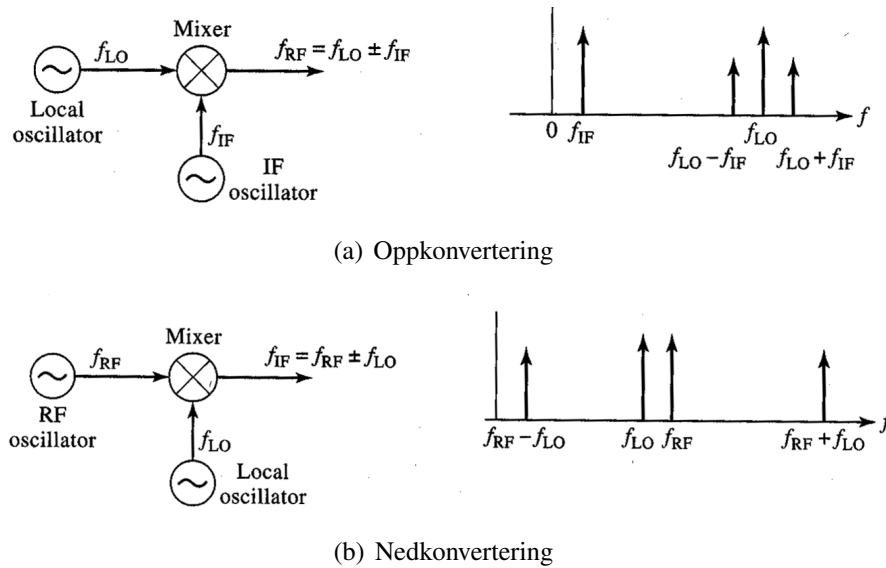
Mikser

Generelt

Mikserer blir som nevnt brukt til å flytte signaler opp og ned i frekvens ved hjelp av en lokaloscillator (LO). En ideell mikser vil oppnå dette ved å gange sammen dens to inngangssignaler. Dersom inngangene er sinusoidale vil mikseren produsere en utgang bestående av en sum- og differansfrekvens av dens to inngangsfrekvenser [Poz01], se figur 2, som viser en ideell beskrivelse av frekvenskonvertering. En ikke-ideell mikser vil i tillegg til ønskede produkter, produsere harmoniske og uønskede produkter av inngangssignalene [Poz01]. Resultatene i figur 2 kan beskrives matematisk, og lokaloscillatoren kan beskrives ved hjelp av ligning (1)

$$v_{LO}(t) = \cos 2\pi f_{LO}t \quad (1)$$

I oppkonverteringen, illustrert i figur 2(a), vil et lavere basebånd- eller mellomfrekvens (IF) signal bli koblet til den andre inngangen på mikseren. Dette signalet inneholder



Figur 2: Frekvenskonvertering ved hjelp av en mikser [Poz01]

vanligvis meldingen eller informasjonen som er ønskelig å sende ut.

$$v_{IF}(t) = \cos 2\pi f_{IF}t \quad (2)$$

Utgangen av den ideelle mikseren genererer produktet av LO og IF signalene, vektet med en konstant K som tar for seg konversjonstapet til mikseren [Poz01].

$$\begin{aligned} v_{RF}(t) &= K v_{LO}(t) v_{IF}(t) = K \cos 2\pi f_{LO}t \cos 2\pi f_{IF}t \\ &= \frac{K}{2} [\cos 2\pi (f_{LO} + f_{IF})t + \cos 2\pi (f_{LO} - f_{IF})t] \end{aligned} \quad (3)$$

Ligning (3) viser at utgangssignalet består av en sum- og differansefrekvens, ofte kalt sidebånd av bæreølgefrekvensen f_{LO} . Et signal som inneholder både øvre og nedre sidebånd kalles et *dobbelt-sidebåndet* (DSB) signal. Ved å filtrere ut et av sidebåndene oppnås et *singel-sidebåndet* (SSB) signal.

Prinsippet for nedkonvertering er det samme som for oppkonvertering, og et RF-signal med følgende form

$$v_{RF}(t) = \cos 2\pi f_{RF}t \quad (4)$$

blir sendt til inngangen av mikseren. LO-signalet tilføres den andre inngangen, og mikseren produserer følgende utgang [Poz01]

$$\begin{aligned} v_{IF}(t) &= K v_{RF}(t) v_{LO}(t) = K \cos 2\pi f_{RF}t \cos 2\pi f_{LO}t \\ &= \frac{K}{2} [\cos 2\pi (f_{RF} + f_{LO})t + \cos 2\pi (f_{RF} - f_{LO})t] \end{aligned} \quad (5)$$

Nedkonverteringen oppnås ved å lavpassfiltrere ut differansefrekvensen $f_{RF} - f_{LO}$.

Speilbilde respons

Når en mikser brukes som en del av et mottakersystem kan det oppstå et problem i

nedkonverteringen. Dersom øvre og nede sidebånd i figur 2(a) mikses ned og lavpassfiltreres, vil øvre og nedre sidebånd mikses ned til henholdsvis f_{IF} og $-f_{IF}$. Siden Fouriertransformen til et reelt signal har et symmetrisk spektrum om null, vil $-f_{IF}$ og f_{IF} være den samme komponenten [PM07]. Det vil si at innholdet i øvre og nedre sidebånd vil havne på samme plass etter nedkonvertering. Dersom ett av disse frekvensområdene inneholder uønsket informasjon, vil systemstøyen øke. Komponenten som nedkonverteres til $-f_{IF}$ kalles *speilbilde-responen*, og er viktig å ta hensyn til når mot-takere designes. Problemet kan løses ved å utføre enkelte steg i designprosessen, som kun velger signaler i det ønskede RF-båndet [Poz01]. Det er også mulig å se på speilbilde-responen fra et annet perspektiv. Siden Fouriertransformen er symmetrisk vil det også være mulig å bruke to forskjellige frekvenser på lokaloscillatoren.

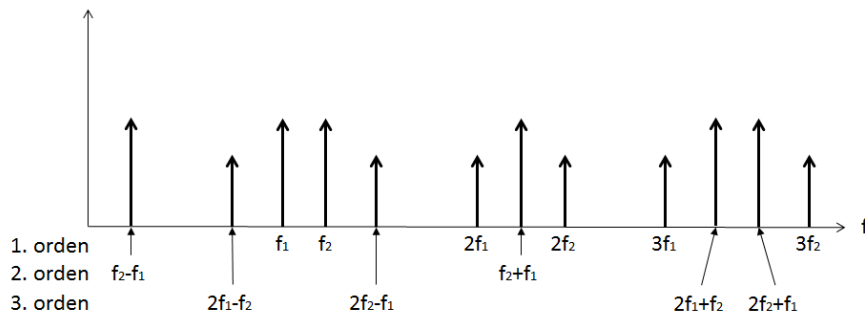
$$f_{LO} = f_{RF} \pm f_{IF} \quad (6)$$

Intermodulasjonsprodukter og dynamisk område

I henhold til [Poz01] kan utgangen til en ulineær krets modelleres som en Taylor-rekke av inngangssignalet.

$$v_o = a_0 + a_1v_i + a_2v_i^2 + a_3v_i^3 + \dots \quad (7)$$

Dersom et en-tone signal sendes igjennom denne kretsen vil utgangen bestå av harmoniske komponenter av inngangen, ved nf_0 for $n = 0, 1, 2, \dots$. Dersom inngangssignalet består av 2 frekvenser vil det produseres harmoniske komponenter ved $mf_1 + nf_2$, for $m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$. Disse kombinasjonene av inngangsfrekvensene kalles *intermodulasjonsprodukter*, med følgende orden $|m| + |n|$ [Poz01]. Figur 3 viser utgangsspektrummet til et to-tone signal, begrenset til 3. ordens intermodulasjonsprodukter. Denne figuren viser hvordan 3. ordens intermodulasjonsprodukter vil være en av de

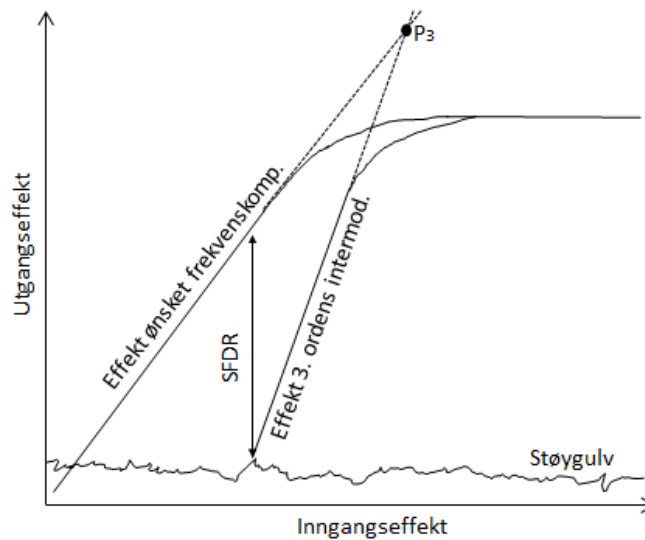


Figur 3: Utgangsspektrum for et to-tone signal fra en ulineær krets

største bidragsyterne til forvrengning, da disse komponentene ofte ligger nærmest passbåndet til den ulineære kretsen. For et reelt signal med mange frekvenskomponenter vil intermodulasjonsproduktene derfor føre til at utgangssignalet forvrenges, noe som kalles *3. ordens intermodulasjons-forvrengning* [Poz01].

I mikserer vil det oppstå spuriøse komponenter, som setter en begrensning på maksimal og minimal effekt som mikseren klarer å håndtere, kalt det dynamiske området. Det dynamiske området beskriver hvilke inngangseffekter mikseren kan ha for å opprettholde ønskede karakteristikk, og kalles gjerne *Spurious Free Dynamic Range* (SFDR). [Poz01] definerer SFDR som den maksimale utgangseffekten hvor effekten til

3. ordens intermodulasjonsproduktet er like stor som støynivået til mikseren, se figur 4. For lave inngangseffekter vil bidraget fra 3. ordens intermodulasjonsprodukter være



Figur 4: SFDR og P_3 for en mikser

lite, men det vil øke raskt for stigende inngangseffekter. I teorien kan bidraget fra 3. ordens intermodulasjonsprodukter overgå effekten til den ønskede frekvenskomponenten, markert som P_3 i figur 4, kalt *3. ordens krysningspunkt* [Poz01]. For mikserer er vanligvis P_3 referert til inngangen, og typiske verdier vil være fra 15dBm til 30dBm [Poz01].

Konversjonstap

En ikke-ideell mikser vil ha et *Konversjonstap*, L_c , som beskriver de resistive tapene i mikseren, samt tapet i frekvenskonverteringen [Poz01]. I oppkonverteringen vil tapet være fra IF til RF, og fra RF til IF i nedkonverteringen. Konversjonstapet i nedkonverteringen er gitt som [Poz01]

$$L_c = 10 \log \frac{\text{tilgjengelig RF inngangseffekt}}{\text{tilgjengelig IF utgangseffekt}} \quad [\text{dB}] \quad (8)$$

Generelt blir to typer mikserer brukt, diode- og transistormikserer [Poz01]. Praktiske diodemikserer har et konversjonstap mellom 4 og 7dB i $1 - 10\text{GHz}$ området [Poz01]. Transistormikserer har et mye lavere konversjonstap, og kan til og med ha en konversjonsgjevinst på noen få dB [Poz01]. RF-mottakere opererer ofte på veldig lave effekter. For en mottaker er det derfor viktig å gjøre tapene i RF-stegene så små som mulig. Derfor vil konversjonstapet være mer betydningsfullt for støytallet i en mottaker, enn for en sender. Støytallet til praktiske mikserer er i området 1dB til 5dB , og diodemikserer har typisk et lavere støytall enn transistormikserer [Poz01].

Isolasjon

En viktig karakteristik til mikserer er isolasjonen mellom RF og LO portene [Poz01]. Reelle mikserer vil ikke klare å avkoble inngangssignalene fullstendig, fordi tilpasningen internt i mikseren ikke er ideell, samt at avkoblerne har begrenset ytelse [Poz01]. Det vil føre til en lekkasje av effekt fra lokaloscillatoren gjennom mikseren. I oppkonverteringen kan dårlig isolasjon skape problemer, ved at LO frekvensen lekker ut på antennen.

Problemet kan reduseres ved bruk av blant annet båndpassfiltre. Isolasjonen mellom LO og RF portene er helt avhengige av hvilken kobler som brukes i mikseren, men typiske verdier er i området fra $20dB$ til $40dB$ [Poz01].

2.2. Punktprøving av tidskontinuerlige signaler

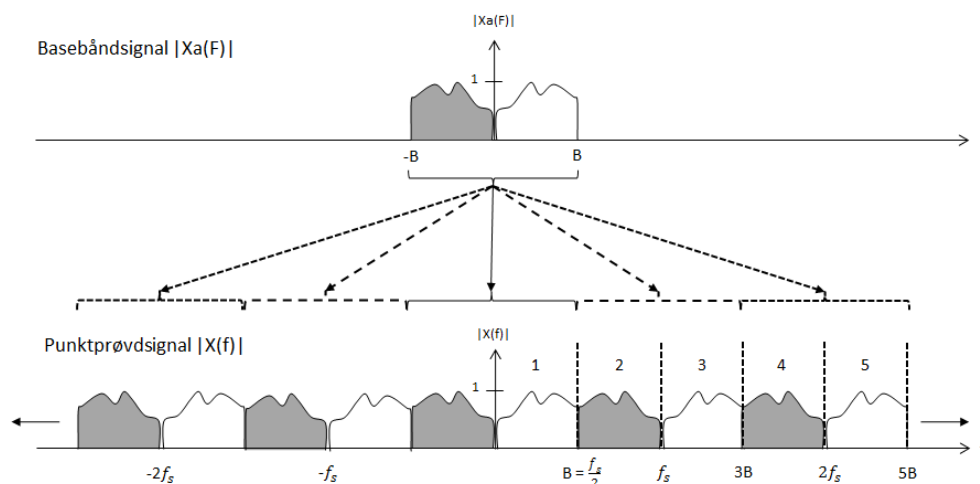
Etter at informasjonssignalet er konvertert ned til et basebånd, digitaliserer demodulatoren i figur 1 informasjonssignalet. For å oppnå digitaliseringen må basebåndsignalet først punktprøves. Teorien i dette delkapittelet er i stor grad hentet fra [PM07] og baserer seg på punktprøving av tidskontinuerlige signaler.

Punktprøving og Nyquist-Shannon teoremet

Dersom et analogt basebåndsignal $x_a(t)$ med båndbredde B punktprøves med en punktprøvningsfrekvens $f_s = 1/T$, produseres en sekvens $x(n) = x_a(nT)$ med følgende spektrum [PM07]

$$X(f) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a(F - kf_s) \quad (9)$$

Ligning (9) viser at frekvensspekteret kopieres om kf_s i punktprøvingen. En illustrasjon av kopieringen er vist i figur 5, hvor kun 4 kopier er tatt med. Siden k går fra $-\infty$ til ∞ vil det være uendelig mange kopier i spektrumet. Figur 5 viser også kravet til Nyquist-



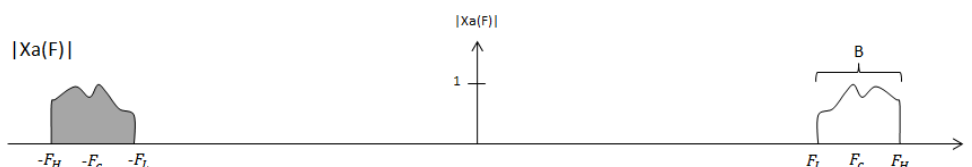
Figur 5: Punktprøving av et basebåndsignal

Shannon teoremet, som sier at punktprøvningsfrekvensen må være større enn 2 ganger den høyeste analoge frekvensen [PM07]. I figur 5 er den høyeste analoge frekvensen gitt av båndbredden B , som gir følgende krav til punktprøvningsfrekvensen $f_s \geq 2B$. Dersom f_s velges lavere enn kravet vil kopiene gå inn i hverandre, kalt aliasing. Figur 5 er også merket med tallene 1-5, som beskriver båndposisjonen i forhold til f_s , ofte beskrevet som Nyquistsoner eller Nyquistbånd. Første Nyquistbånd er definert fra DC til $f_s/2$ og andre Nyquistbånd fra $f_s/2$ til f_s . Slik fortsetter Nyquistbåndene opp til det

uendelige, siden k i ligning (9) går opp til ∞ . Figur 5 viser hvordan kopiene i partalls Nyquistbånd er en speilvendte, fordi de er en kopi av det negative frekvensspekteret.

Undersampling

Undersampling er en teknikk som punktprøver med en lavere rate enn Nyquist-Shannon teoremet tillater. Figur 6 viser et analogt båndbegrenset signal med båndbredde B sentrert ved frekvensen $F_C = (F_L + F_H)/2$, hvor F_L og F_H er henholdsvis nedre og øvre frekvens. For ikke å tape informasjon i signalet sier Nyquist-Shannon teoremet at den

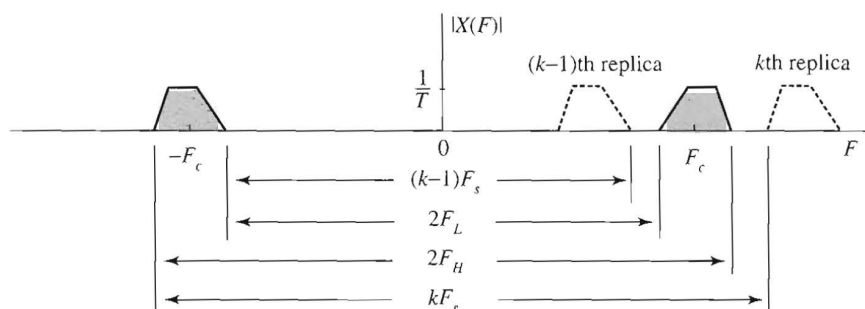


Figur 6: Båndbegrenset analogt signal

laveste punktprøvingfrekvensen som kan benyttes er $f_s = 2F_H$. En punktprøving med denne raten vil føre til at all informasjonen lavere enn F_H i spektrumet vil bli tatt vare på, selv om signalet kun befinner seg mellom F_L til F_H . Den vanligste måten å løse det på er å benytte superheterodyn-prinsippet for å konvertere signalet ned til basebånd, for så å punktprøve med en rate $f_s \geq 2B$. En nærmere studie av ligning (9) viser at de repeterte kopiene $X_a(F - kf_s)$ kun blir kontrollert av punktprøvingfrekvensen f_s . Det vil si at spektrumet i figur 6 kopieres om kf_s på samme måte som punktprøvingen av basebåndsignalet. Siden det ikke befinner seg noe signal fra DC til F_L gjør det ingenting at signalet kopieres ned til dette området. For å unngå tap av informasjon må f_s velges lik eller større enn 2 ganger båndbredden B , slik at Nyquistbåndene er like stor eller større enn båndbredden. Nyquist-Shannon teoremet kan derfor omformuleres til å gjelde for båndbredden til signalet, og ikke for den høyeste analoge frekvensen. Dermed blir den minste punktprøvingfrekvensen, som ikke fører til tap av signalinformasjon, to ganger båndbredden. Denne formen for punktprøving kalles undersampling, fordi det punktprøves med en rate lavere enn den høyeste analoge frekvensen F_H . En undersampling med $f_s = 2B$ av signalet i figur 6 vil gi et identisk spektrum som punktprøvingen av basebåndsignalet i figur 5.

Siden undersamplingen fører en kopi til basebåndet samtidig som det punktprøves, kan undersampling erstatte superheterodyn-prinsippet i nedkonverteringen. Det er viktig å være klar over at f_s vil avgjøre hvordan kopien i basebåndet ser ut. Dersom $F_H = mB$ og det punktprøves med $f_s = 2B$, vil m beskrive hvilket Nyquistbånd signalet befinner seg i [PM07]. Dersom signalet ligger i et oddetalls Nyquistbånd vil basebåndkopien være identisk med det opprinnelige spektrumet [PM07]. Ligger signalet i et partalls Nyquistbånd speilvendes basebåndkopien, fordi kopien kommer fra det negative frekvensspekteret [PM07].

Signalet kan også ha en tilfeldig posisjon i frekvensspekteret. For å unngå tap av signalinformasjon, må f_s velges slik at kopien $(k - 1)$ og k fra den negative delen av frekvensspekteret ikke overlapper med det positive, som vist i figur 7 [PM07]. For å



Figur 7: Tilfeldig båndposisjon [PM07]

unngå informasjonstap har [PM07] utledet følgende betingelser fra figur 7

$$2F_H \leq k f_s \quad (10)$$

$$(k - 1) f_s \leq 2F_L \quad (11)$$

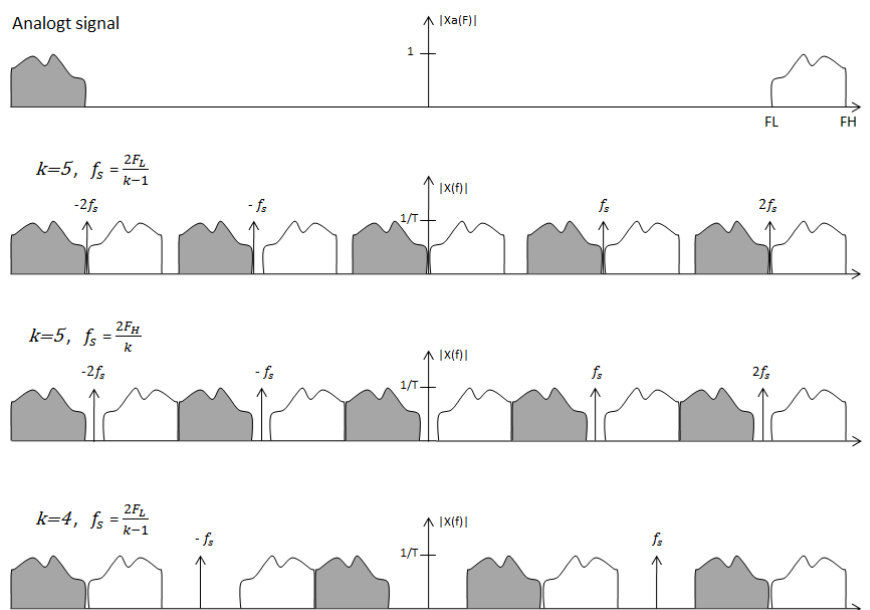
Ved å kombinere disse to ligningene kan følgende betingelse for f_s utledes [PM07]

$$\frac{2F_H}{k} \leq f_s \leq \frac{2F_L}{k-1} \quad (12)$$

hvor

$$1 \leq k \leq \frac{F_H}{B} \quad (13)$$

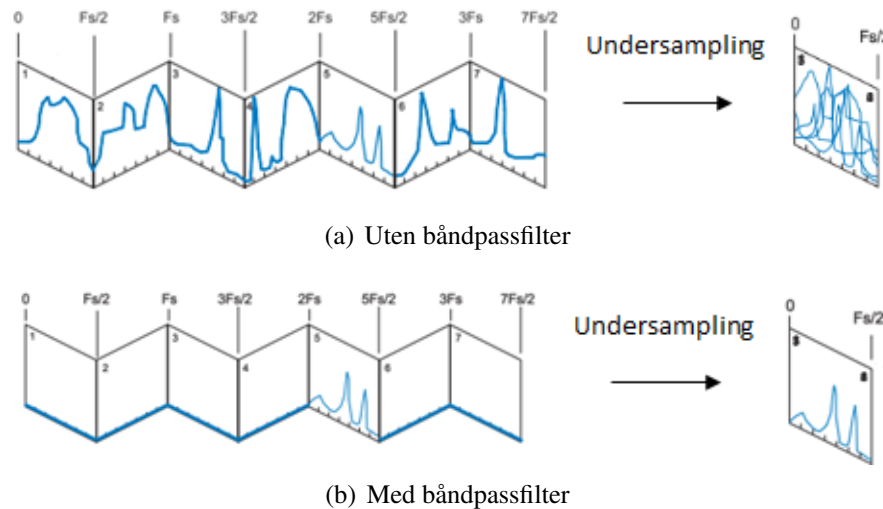
Sammenhengen mellom k og f_s er vist i figur 8, hvor $k_{maks} = 5$. Figuren viser hvordan k gjenspeiler hvilket Nyquistbånd signalet befinner seg i. Når $k = 5$ og høyeste f_s



Figur 8: Sammenheng mellom k og f_s

velges flyttes basebåndkopien ned til DC uten å speilvendes. Dersom laveste f_s velges sentreres basebåndkopien mellom $n * f_s$. Med $k = 4$ speilvendes basebåndkopien fordi signalet befinner seg i et partalls Nyquistbånd.

Figur 9 viser hvor viktig et godt båndpassfilter er for undersampling. Dersom det undersamples direkte på signalet i figur 6, uten et båndpassfilter, vil innholdet i alle Nyquistbåndene foldes ned til 1. Nyquistbånd. For å unngå dette må signalet filtreres gjennom et båndpassfilter, slik at kun signalinformasjonen nedfoldes. Dersom signalet skal sen-



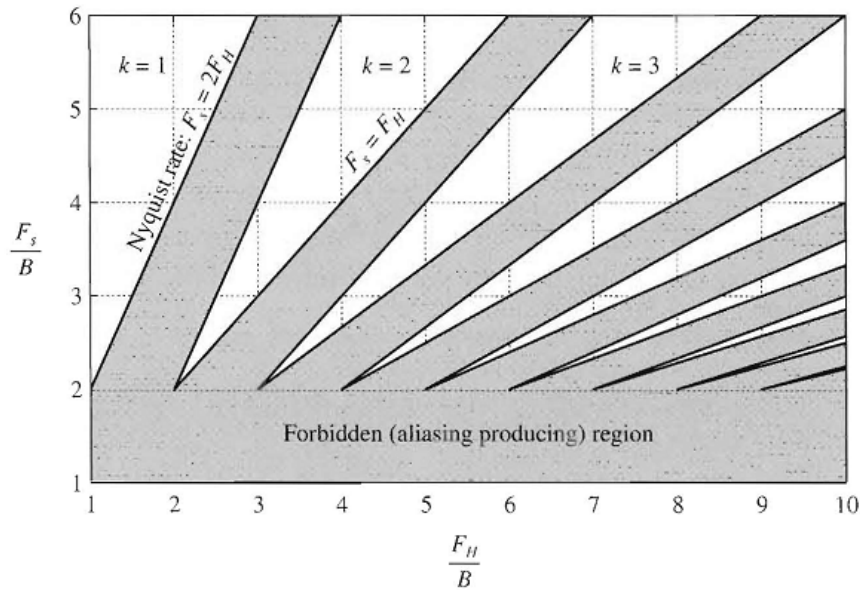
Figur 9: Undersampling med og uten båndpassfilter [Pan]

treres i Nyquistbåndet har [ES05] kommet frem til følgende valg av punktprøving-frekvens

$$f_s = \frac{4F_c}{2k - 1} \quad (14)$$

Oversampling

Ved å normalisere ligning (12), med B , kan den representeres grafisk som vist i figur 10 [PM07]. De grå områdene representerer de f_s som innfører informasjonstap. De hvite kileformede områdene representerer lovlige områder for f_s . Figur 10 viser at den teoretisk minste punktprøvingfrekvensen ($f_s = 2B$), som korresponderer med heltallsplassering av båndposisjonen, er ved spissen til det kileformede området. Små variasjoner i punktprøvingraten eller bæreølgefrekvensen kan derfor føre til at f_s beveger seg inn i det forbudte området. For å få litt margin til det forbudte området kan f_s og F_H økes, ved å bevege seg litt opp i det kileformede området. Dersom båndbredden ikke er en gitt parameter kan det samme oppnås ved å redusere B . En økning av f_s vil si å oversample signalet. Dersom det kun oversamples i et høyere ordens Nyquistbånd, må f_s økes så mye at signalet beveger seg til et lavere ordens Nyquistbånd. Det er viktig å legge merke til at avstanden til nærmeste Nyquistbånd blir mindre desto høyere Nyquistbånd signalet plasseres i. Samtidig vil marginen i hvert Nyquistbånd minke, da det kileformede området blir smalere. Oversampling bringer også med seg flere fordeler [PM07]. Det fører blant annet til større mellomrom mellom de repeterte spektrene, siden Nyquistbåndene øker. Oversampling forbedrer også kvantiseringsstøyen, se delkapittel 2.3.



Figur 10: Grafisk representasjon av krav til f_s [PM07]

Beskyttelsesbånd

En innføring av litt margin i figur 10 er ekvivalent med å innføre et beskyttelsesbånd $\Delta B = \Delta B_L + \Delta B_H$ [PM07]. Beskyttelsesbåndet utvider båndbredden og [PM07] kommer frem til følgende sammenhenger

$$F'_L = F_L - \Delta B_L \quad (15)$$

$$F'_H = F_H + \Delta B_H \quad (16)$$

$$B' = B + \Delta B \quad (17)$$

Tilsvarende som ligning (12) får f_s følgende betingelse med beskyttelsesbåndet [PM07]

$$\frac{2F'_H}{k'} \leq f_s \leq \frac{2F'_L}{k' - 1} \quad \text{hvor} \quad k' = \frac{F'_H}{B'} \quad (18)$$

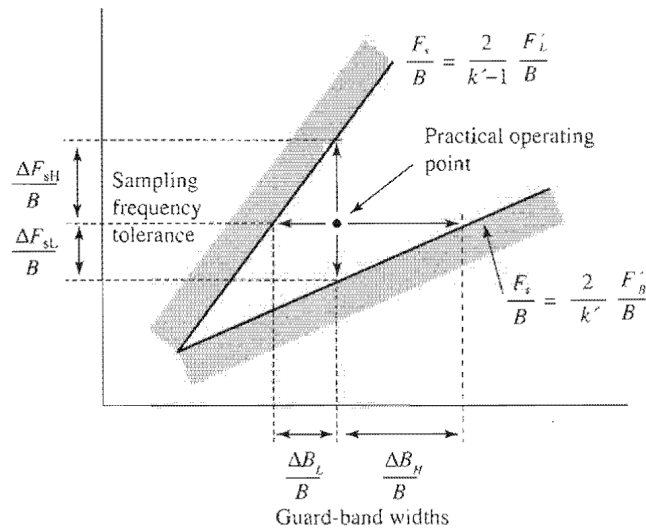
Figur 11 viser toleransen for beskyttelsesbåndene og f_s for det k' te kileformede området. Det lovlige området til f_s blir delt inn i to områder, over og under et praktisk operasjonspunkt [PM07]

$$\Delta f_s = \frac{2F'_L}{k' - 1} - \frac{2F'_H}{k'} = \Delta F_{SL} + \Delta F_{SH} \quad (19)$$

Fra de grå ortogonale trekantene i figur 11 fås [PM07]

$$\Delta B_L = \frac{k' - 1}{2} \Delta F_{SH} \quad (20)$$

$$\Delta B_H = \frac{k'}{2} \Delta F_{SL} \quad (21)$$



Figur 11: Beskyttelsesbånd og F_s margin [PM07]

Ligning (19) til (21) viser at et symmetrisk beskyttelsesbånd gir en asymmetrisk toleranse for punktpåveingsraten [PM07]. Dersom det praktiske operasjonspunktet i figur 11 velges, blir punktpåveingsraten følgende [PM07].

$$f_s = \frac{1}{2} \left(\frac{2F'_L}{k' - 1} - \frac{2F'_H}{k'} \right) \quad (22)$$

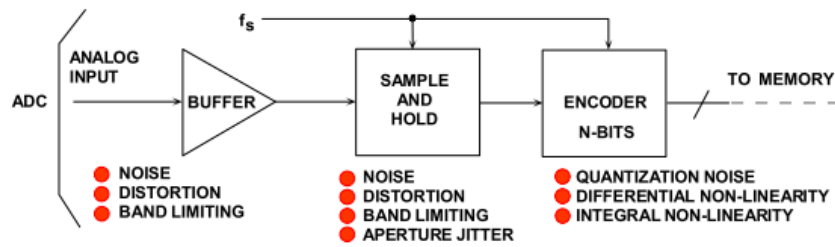
2.3. ADC

I praksis punktpåves og digitaliseres et analogt signal av en *analog-til-digital-omformer*, en ADC. Signalet digitaliseres ved hjelp av en omkoder, som inneholder en kvantiseringsprosess som omgjør kontinuerlig amplitudesignaler til en diskret delmengde av tillatte representasjonsverdier [Ram05]. Hver punktpåve signalverdi i delmengden blir deretter oversatt til et gitt binært tall. Avhengig av hvor stor delmengden er, blir punktpåveene satt til et gitt antall bit som dekker hele delmengden. Når ADCen utfører punktpåveingen avrundes signalverdien, som fører til at støy introduseres. Dette delkapittelet tar for seg de typiske støybegrensningene og uttrykk som karakteriserer en ADC. Store deler av delkapittelet er basert på stoff hentet fra [ES05].

ADC karakterisering

En praktisk ADC har mange støykilder, som vist i figur 12 [ES05]. En bredbåndet analog front-end vil ha bredbåndet støy, båndbegrensning og ikke-lineariteter. Sample-and-hold kretsen innfører mer ulineariteter, båndbegrensning og aperturejitter. Omkoderen (*eng:enkoder*) innfører kvantiseringsstøy, samt integral og differensielle ikke-lineariteter.

Når det foretas støyberegninger for en ideell ADC antas det at ADCen har en perfekt sampler, men kvantiseringsstøy innføres. Kvantiseringsstøyen uttrykkes vanligvis i form



Figur 12: Støykilder for en praktisk ADC [ES05]

av *signal-til-støy-forholdet* (SNR), som kan uttrykkes følgende [Mac03]

$$SNR(dB) = 10 \log \frac{P_{signal}}{P_{stoy}} [dB] \quad (23)$$

Hvor P angir effekten til henholdsvis signalet og støyen. I henhold til [Ram05] er kvantiseringsstøyen for et uniformt fordelt signal følgende

$$SNR(dB) = 20 \log(2^Q) \approx 6,02Q [dB]. \quad (24)$$

hvor Q er antallet kvantiseringsbit. Teoretisk SNR for et fullskala sinusbølgesignal er følgende [ES05]

$$SNR(dB) \approx 6,02Q + 1.72 [dB]. \quad (25)$$

Ligning 25 måles over Nyquistbåndbredden, fra DC til $f_s/2$. Både ligning 24 og 25 er tilnærminger, men de er gode nok for de fleste anvendelser. Ligningene forutsetter også at hele Nyquistbåndbredden blir brukt, men ofte er det kun en del av Nyquistbåndbredden som brukes, en båndbredde B. Dersom deler av støyen i Nyquistbåndbredden filtreres vekk blir den totale SNR bedret, kalt *prosess gain*, som kan legges til ligning(25) [ES05].

$$SNR(dB) \approx 6,02Q + 1.72 + 10 \log \frac{f_s}{2 * B} [dB]. \quad (26)$$

Prosess gain beskriver forbedringen av SNR når signalet oversamples, jamfør delkapittel 2.2.

Signal-til-støy-og-forvrengnings-forholdet (SINAD) er en god indikasjon på den totale dynamiske yteevnen til en ADC, som en funksjon av inngangsfrekvensen. Dette er fordi den inkluderer alle komponentene som bidrar til støy, inkludert termisk og forvrengning [ES05]. Til sammenligning med SNR vil disse være like, bortsett fra at SNR ser bort i fra overharmoniske komponenter. SINAD konverteres ofte til *effektivt-antall-av-bits* (ENOB), og [ES05] definerer ENOB som følgende

$$ENOB = \frac{SINAD - 1,76dB}{6,02} \quad (27)$$

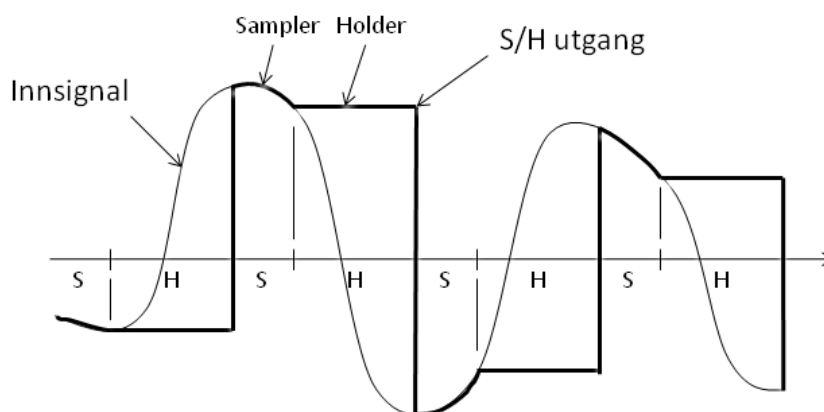
For en gitt ADC vil ENOB være en alternativ måte å angi SINAD. Enkelte produsenter karakteriserer ENOB med SNR istedenfor SINAD, men hva som benyttes er kun et definisjonsspørsmål. Dersom kun kvantiseringsstøy introduseres vil ENOB være lik faktisk antall bit.

Ettersom ENOB ikke avslører hvor støyeffekten og forvrengningen fordeles, brukes normalt parameteren *Spurious Free Dynamic Range* (SFDR), som beskriver hvilken dynamikk den aktuelle ADCen kan oppnå. SFDR er en av de viktigste spesifikasjonene, og defineres som forholdet mellom RMS signalamplitude og RMS verdien av den høyeste toppen i støygulvet i den ønskede båndbredden [ES05]. Denne beskrivelsen er nyttig fordi at den tar høyde for alle kilder til forvrengning, uavhengig av hvor de kommer fra.

Som nevnt vil omkoderen innføre ulineariteter. En ADC vil alltid ha et avvik fra den ideelle overføringsfunksjonen, ved at kvantiseringsintervallene ikke er av samme størrelse. En måte å beskrive ulinearitetene er å angi det maksimale avviket fra det nominelle kvantiseringssteget, kalt *differensielle ikke-lineariteter* [ES05]. En komplementerende parameter er det absolutte avviket fra den ideelle lineære overføringsfunksjonen, kalt *integral ikke-lineariteter* [ES05].

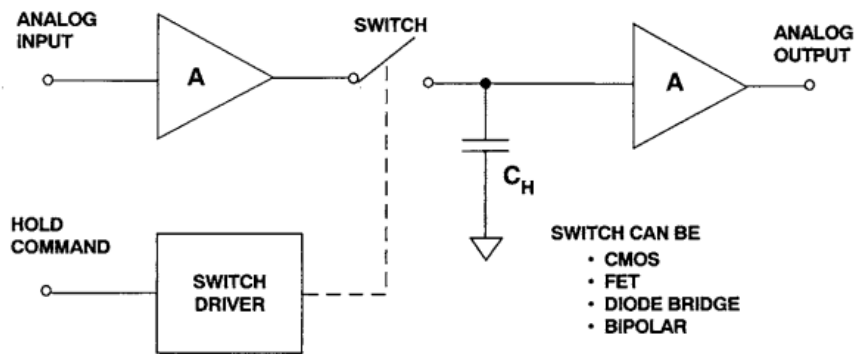
Sample-and-hold krets

Som vist i figur 12 inneholder ADCen en *sample-and-hold* (S/H)-krets. Målet til S/H-kretsen er å kontinuerlig punktprøve inngangssignalet, og holde denne verdien så lenge ADCen bruker på å digitalisere verdien. S/H-kretsens ytelse er kritisk for den totale dynamiske ytelsen til ADCen, og spiller en stor rolle i for eksempel bestemmelsen av SNR for totalsystemet [ES05]. Tidsdomenekarakteristikken til en slik krets er vist i figur 13. Når sampleren er i sample- eller track-modus følger utgangen inngangen med



Figur 13: Tidsdomenekarakteristikk S/H-krets [PM07]

kun en liten spenningsoffset. Alle S/H-kretser vil bestå av 4 følgende grunnkomponenter; en inngangsførsterker, en kondensator, en bryterkrets og en utgangsbuffer, se figur 14 [ES05]. Kretsen i figur 14 har følgende virkemåte. I track-modus vil spenningen over kondensatoren følge inngangsspenningen, med en liten tidsforsinkelse. I hold-modus vil bryteren være åpen, og kondensatoren ser uendelige motstander begge veier (utgangsbufferen har høy inngangsimpedans). Spenningsverdien holdes derfor konstant over kondensatoren. S/H-kretsens spesifikasjoner kan deles opp i 4 deler; track-modus, track-to-hold-overgang, hold-modus og hold-to-track-overgang [ES05].



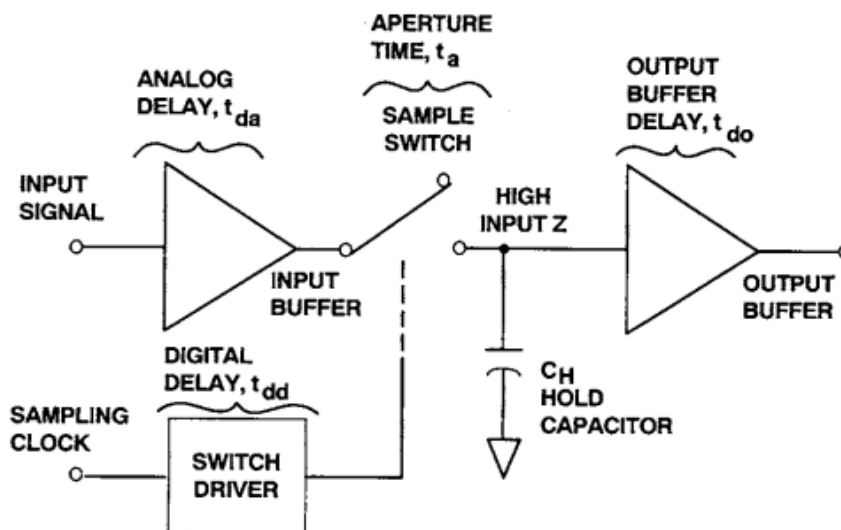
Figur 14: S/H-krets basemodell [ES05]

Track-modus spesifikasjoner

Når kretsen er i track-modus fungerer den som en vanlig forsterker [ES05]. Det vil si at både de statiske og dynamiske spesifikasjonene i denne modusen er helt lik som for en forsterker. Typiske track-modus spesifikasjoner er *offset*, *gain*, *ikke-lineariteter*, *båndbredde*, *forvregning* og *støy* [ES05]. Støy og forvregning i track-modus er derimot ofte av mindre interesse enn i hold-modusen [ES05].

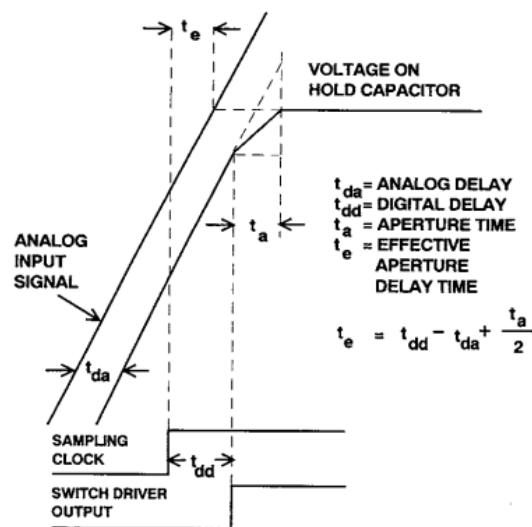
Track-to-Hold-modus spesifikasjoner

S/H-kretsens egenskap til å hurtig koble av inngangen fra kondensatoren er en viktig dynamisk, og tiden det tar kalles *aperturtiden* [ES05]. Figur 15 viser de forskjellige elementene som assosieres med den interne timinga til en S/H-krets. Den faktiske



Figur 15: Intern timing S/H-krets i track-to-hold modus [ES05]

spenningsverdien som holdes av kondensatoren er en funksjon av både inngangssignalet og de feilene som introduseres i brytningsprosessen. Figur 16 viser hva som skjer når hold-funksjonen kjøres sammen med et inngangssignal med tilfeldig stigningstall. Den verdien som faktisk holdes er en forsinket versjon av inngangssignalet, midlet over



Figur 16: Bølgeform S/H-krets [ES05]

aperturetiden til bryteren. En 1. ordens modell antar at endelig spenningsverdi over kondensatoren er tilnærmet lik midlingen av signalet sendt til bryteren, over intervallet da bryteren bytter fra lav til høy impedans (t_a) [ES05].

1. ordens modellen og figur 16 viser at den verdien som holdes er ekvivalent med å legge inn en liten forsinkelse på samplingsklokken, en *effektiv aperture forsinkelse* (t_e). Denne forsinkelsen er konstant og kan enten være negativ eller positiv avhengig av t_{da} . Referert til inngangssignalet i figur 15, er t_e definert som differansen mellom den digitale forsinkelsen i bryteren (t_{dd}) og den analoge forsinkelsen (t_{da}), pluss halve aperturetiden ($t_{da}/2$) [ES05].

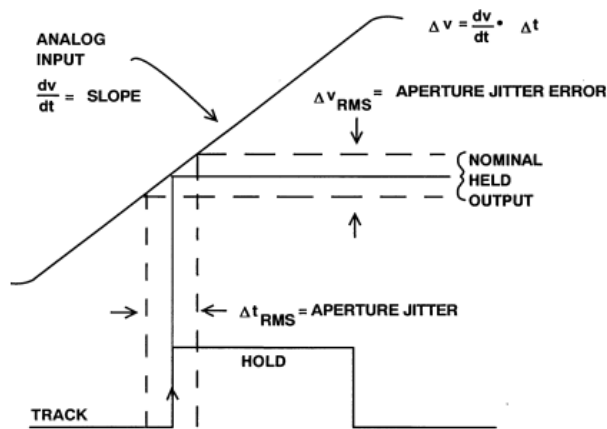
Apertureforsinkelser innfører ingen feil, men innfører en forsinkelse i signalverdien avlest. Dersom signalene er hurtig varierende kan forsinkelsen få en betydning. Apertureforsinkelsen kan fjernes ved å endre fasen på samplingsklokken, forutsatt at apertureforsinkelsen er kjent. Dersom det er sample-til-sample variasjoner i forsinkelsen, i form av jitter, vil det oppstå en feil som vist i figur 17. Denne sample-til-sample variasjonen kalles *aperturejitter*, og måles vanligvis i RMS picosekunder [ES05]. Figur 17 viser at aperturejitteret øker når inngangssignalets dv/dt øker. En ekstern samplingsklokke vil produsere en tilsvarende feil, i form av klokkejitter [ES05]. Derfor vil den totale jitter-feilen være roten av kvadratsummen til jitter fra samplingsklokken og aperturejitter [ES05].

$$t_{jTOT} = \sqrt{t_{jCLK}^2 + t_{jADC}^2} \quad (28)$$

I henhold til [ES05] kan SNR som funksjon av jitter uttrykkes på følgende måte, for et en-tone signal

$$SNR = 20 \log \left[\frac{1}{2\pi f_{in} t_j} \right] \quad (29)$$

der f_{in} er frekvensen til signalet, og t_j er RMS verdien av jitter. S/H-kretsen er som nevnt tidligere en kritisk komponenten for den dynamiske ytelsen til en ADC, fordi den gir opphav til fasestøy i form av jitter. De største kildene til fasestøy sitter derimot som



Figur 17: Jitter [ES05]

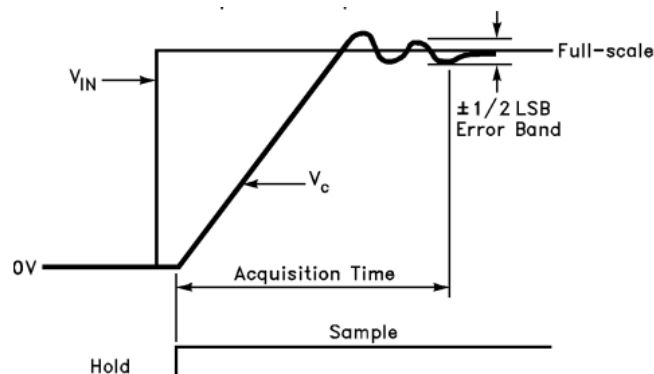
regel på utsiden av ADCen. Samplingsklokka gir blant annet opphav til jitter som er mye større enn aperturejitter [ES05]. Delkapittel 2.5 tar for seg en dypere analyse av fasestøyen til en oscillator.

Hold-modus spesifikasjoner

Under hold-modus introduseres feil på grunn av den ikke-ideelle kondensatoren, bryteren og utgangsførsterkeren [ES05]. Det kan være lekkasjestrømmer som fører til at spenningsverdien over kondensatoren forandrer seg, bedre kjent som *drop* [ES05]. Deres utgangen av S/H-kretsen ikke endrer seg mer enn et halvt kvantiseringsintervall, vil det ikke innføres noen feil i digitaliseringen. Drop er temperaturavhengig, og øker med økende temperatur [ES05]. Drop kan reduseres ved å øke verdien på kondensatoren, men det vil også øke tiden det tar å oppnå samplet, og dermed redusere båndbredden i track-modus.

Hold-to-Track-modus spesifikasjoner

Når S/H-kretsen bytter fra hold til track-modus må kondensatoren oppnå ny spenningsverdi. *Acquisition time* (AT) er den maksimale tiden som trengs for å oppnå spenningsverdien etter at sample kommandoen gis, se figur 18 [ES05]. Spenningsverdien tas når

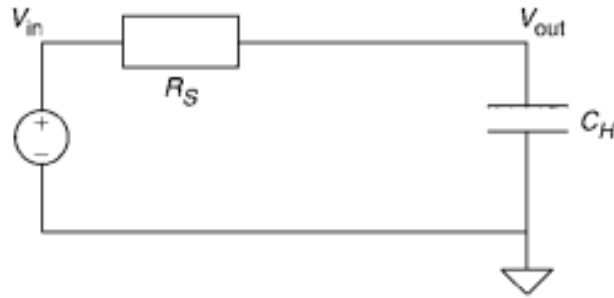


Figur 18: Acquisition Time [Sem92]

inngangssignalet befinner seg innenfor et error-bånd, rundt sin endelige verdi. AT blir

størst når kondensatoren må lade om til den største spenningsforskjellen. AT kan reduseres ved å velge en mindre kondensator, men som nevnt tidligere vil det minke prestasjonene i hold-modusen.

Basismodellen til S/H-krets i figur 14 viser at kretsen er bygget opp rundt en kondensator. I henhold til [XJ05] kan en S/H-krets generaliseres til kretsen i figur 19, i track-modus. Figur 19 er et lavpassfilter med følgende impulsrespons



Figur 19: Generell S/H-krets i track-modus [XJ05]

$$h(t) = \frac{1}{\tau} \exp^{-t/\tau} \quad 0 < t < AT \quad (30)$$

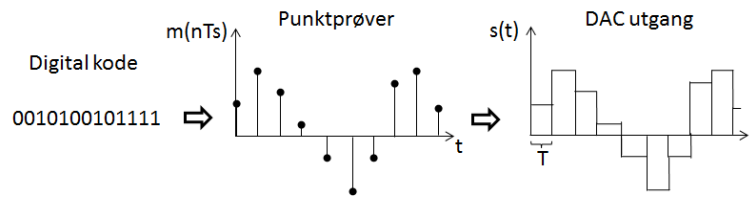
hvor $\tau = R_S C_H$ er tidskonstanten. Hvor raskt S/H-kretsen klarer å oppnå riktig spenningsverdi er proporsjonalt med tidskonstanten. Derfor vil tidskonstanten avgjøre den analoge båndbredden til S/H-kretsen. For mer info om tidskonstanten og andre generelle uttrykk for en RC-krets henvises det til appendiks A. Når $t > AT$ vil kretsen være i hold-modus, og $h(t) = 0$. [XJ05] kommer frem til følgende uttrykk for frekvensresponsen i track-modus.

$$H(j\omega) = \frac{1 - e^{-(j\omega + 1/\tau)AT}}{1 + j\omega\tau} \quad (31)$$

I analysen av track-modusen antar [XJ05] at initialverdien på kondensatoren er null, som gir en god tilnærming til hvordan reelle kretser fungerer.

2.4. DAC

En *digital-til-analog-omformer*, en DAC, brukes for å gjøre en digital kode om til et analogt signal. Informasjonen i den digitale koden omgjøres til analoge representasjonsverdier, som tilsvarer punktprøver $m(nT_s)$ av et informasjonssignal $m(t)$. Utgangen til DACen $s(t)$ holder punktprøvene konstant i T sekunder. Et slikt konverteringsforløp vises i figur 20. Ved å lavpassfiltrere DAC-utgangen oppnås meldingssignalet, som eventuelt kan flyttes opp i frekvens ved hjelp av superheterodyn-prinsippet.



Figur 20: Virkemåte DAC

Dette delkapittelet gir en beskrivelse av hvordan DACen omgjør den digitale koden til et analogt signal. Det tar først for seg en ideell beskrivelse i tidsdomenet, for så å gå over i frekvensdomenet. Deretter blir DACens dynamiske ytelse beskrevet. Delkapittelet er i hovedsak basert på stoff hentet fra [Hay01] og [ES05].

Tidsdomenekarakteristikk og frekvensanalyse

Inngangen til en DAC er en digital kode, ofte i form av en binær tallrekke, hvor informasjonen er kodet inn i tallrekken. Tallrekken dekodes til gitte lovlige analoge representasjonsverdier, som informasjonen overføres til. Representasjonsverdiene er de samme som en eventuell kvantiserer runder av til i en ADC. På den måten kan det sies at en DAC utfører den motsatte funksjonen til en ADC. De analoge representasjonsverdiene tilsvarer punktprøvene $m(nT_s)$, vist i figur 20. Disse punktprøvene blir holdt konstant i tiden T , og i følge [Hay01] kan DAC-utgangen beskrives som

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s)h(t - nT_s) \quad (32)$$

hvor T_s er punktprøvsperioden. Bølgeformen $h(t)$ er en standard rektangulærpuls med enhetsamplitude og varighet T [Hay01]

$$h(t) = \begin{cases} 1 & \text{hvis } 0 < t < T \\ 1/2 & \text{hvis } t = 0, t = T \\ 0 & \text{ellers} \end{cases} \quad (33)$$

Punktprøvene $m(nT_s)$ kan i tidsdomenet beskrives av følgende pulstog [Hay01]

$$m_\delta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s)\delta(t - nT_s) \quad (34)$$

En folding av pulstogget $m_\delta(t)$ og bølgeformen $h(t)$ gir følgende resultat

$$m_\delta(t) \star h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} m_\delta(\tau)h(t - \tau)d\tau = \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s)h(t - nT_s) \quad (35)$$

Ved sammenligning av ligning (32) og (35) sees det at resultatene er identiske, og utgangen kan beskrives med følgende ligning

$$s(t) = m_\delta(t) \star h(t) \quad (36)$$

Ligning (36) viser at DAC-utgangen er en folding av et pulstog, der amplituden varierer med informasjonssignalet, og en firkantpuls med lengde T i tidsdomenet. Foldingen i tidsdomenet fører til at frekvensresponsen består av følgende multiplikasjon

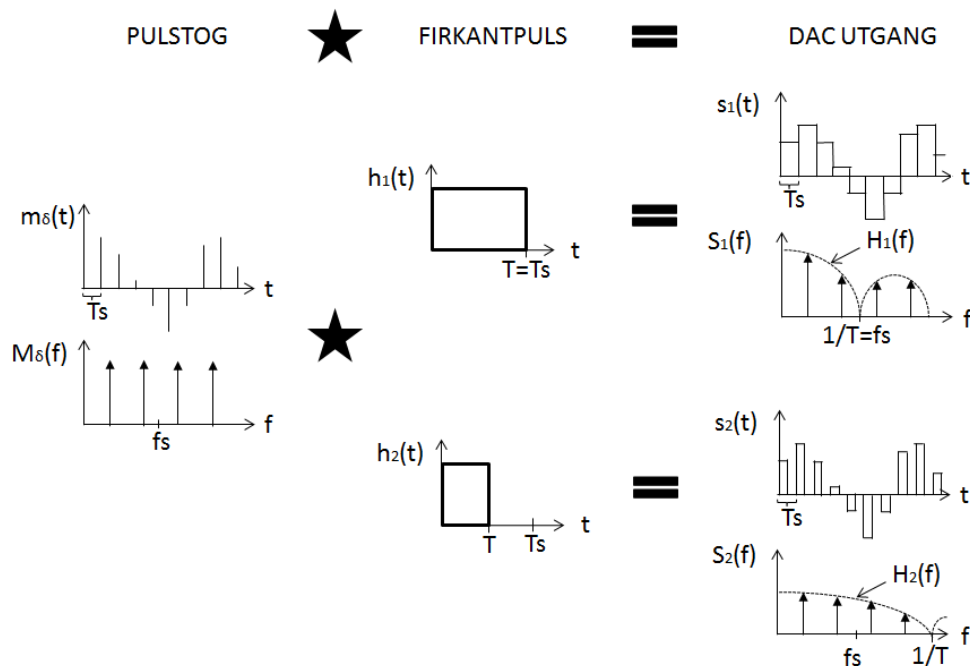
$$S(f) = M_{\delta}(f)H(f) \quad (37)$$

hvor $M_{\delta}(f)$ og $H(f)$ er Fouriertransformen av henholdsvis pulstog og firkantpuls, med følgende definisjon [Hay01]

$$M_{\delta}(f) = f_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} M(f - kf_s) \quad (38)$$

$$H(f) = T \operatorname{sinc}(fT) \exp^{-j\pi fT} \quad (39)$$

hvor $f_s = 1/T_s$ er punktprøvingsfrekvensen. Ligning (37), innsatt (38) og (39), viser at frekvensspekteret til DAC-utgangen inneholder kopier av informasjonssignalet $M(f - kf_s)$ repetert om punktprøvingsfrekvensen f_s , men dempet av en sinc. Kopiene kommer av at pulstog $m_{\delta}(t)$ representerer de ideelle punktprøvene $m(nT_s)$. Som beskrevet i delkapittel 2.2 inneholder punktprøvene $m(nT_s)$ kopier av informasjonssignalet i alle Nyquistbåndene. Sinc-dempningen kommer av at pulstoget foldes med firkantpuls $h(t)$. Sincen definert i ligning (39) vil ha første nullpunkt ved $f = 1/T$. Det vil si at tiden hver punktprøve holdes konstant vil avgjøre hvordan frekvensspekteret til DAC-utgangen ser ut. Figur 21 viser hvordan frekvensspekteret for to forskjellige verdier av T ser ut.



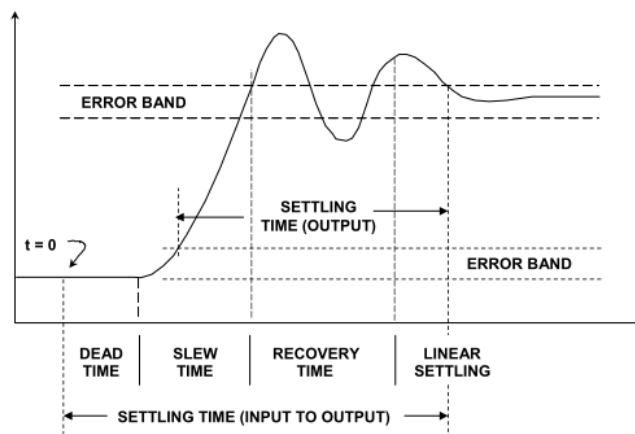
Figur 21: Utganger for DAC med to forskjellige verdier av T

Den øverste DAC-utgangen $s_1(t)$ viser at nullpunktet til sinc-dempningen oppstår ved punktprøvingsfrekvensen f_s , dersom punktprøvene holdes konstante over hele punkt-

prøvingsintervallet T_s . En slik konvensjonell DAC, med $T = T_s$, kalles en *zero-order-hold* (ZOH) DAC. Dersom $T < T_s$ vil DAC-utgangen kortsluttes mellom hver punktprøve, og en *return-to-zero* (RTZ) DAC oppnås. En slik DAC-utgang er vist nederst i figur 21 som $s_2(t)$, og viser at første nullpunkt for sinc-dempningen kommer lengre opp i frekvensplanet. Desto mindre T er, desto bredere blir sinc-dempningen i frekvensplanet. Utsmøringen i frekvensplanet fører også til at absoluttverdien til sincen minker, og de lave frekvensene dempes mer.

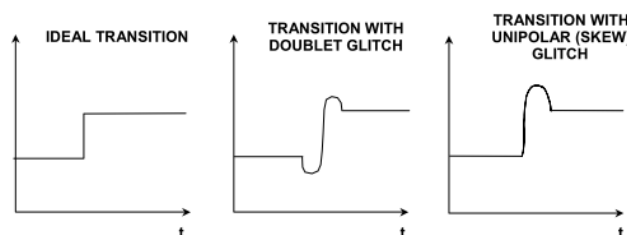
Dynamisk ytelse

De foregående beskrivelsene av DAC har vært ideelle, ved at utganene har bestått av ideelle firkantpulser. Perfekte firkantpulser har uendelig båndbredde og kan derfor ikke oppnås i reelle systemer. Utgangen til en reell DAC vil derfor være et analogt signal med endelig båndbredde. Innsvingningstiden (*eng: settling time*) er tiden en reell DAC benytter for å oppnå ny spenningsverdi [ES05]. Desto større steg DACen må foreta for å sette riktig representasjonsverdi, jo lengre blir innsvingningstiden. Figur 22 viser at innsvingningstidener bygget opp av 4 forskjellige perioder.



Figur 22: Innsvingningstid [ES05]

En ideell DAC bytter mellom representasjonsverdier momentant, men i praksis vil utgangen overkompensere, underkompensere eller gjøre begge, se figur 23 [ES05]. Denne



Figur 23: Glitch [ES05]

ukontrollerte bevegelsen, bedre kjent som *glitch* [ES05], kan komme av to mekanismer:

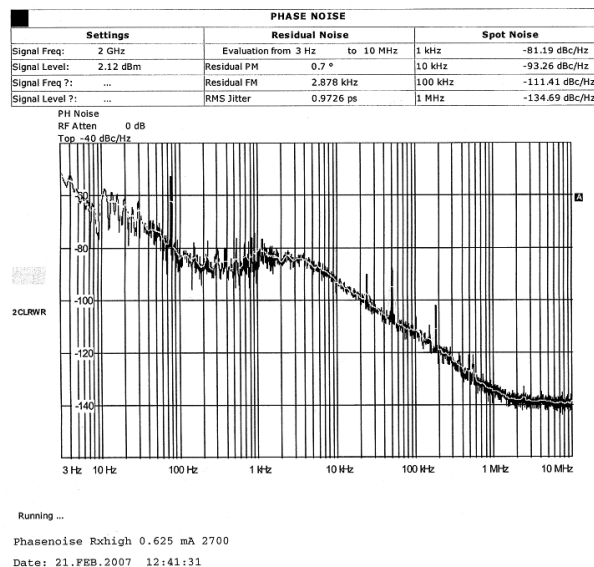
kapasitiv kobling av digital overgang til den analoge utgangen, eller at bryterne i en DAC ikke opererer synkront [ES05].

Spektrumet til en rekonstruert bølgeform inneholder støy og forvrengning. Forvrengning kan karakteriseres på samme måte som for en ADC ved hjelp av SFDR. Det er vanskelig å forutse harmonisk forvrengning og SFDR fra glitch spesifikasjonene alene. Andre faktorer, som for eksempel den totale lineariteten til DACen, vil også bidra til forvrengning. Det vil være mange kilder til støy og forvrengning, slik at en fullstendig matematisk analyse være vanskelig [ES05]. For å fastsette en DACs dynamiske ytelse er det derfor vanlig å teste DACen ved hjelp av en frekvensanalysator.

2.5. Fasestøy i oscillatorer

ADC og DAC styres av en klokkekilde, såkalt oscillator, hvor klokkefrekvensen definerer punktprøvingfrekvensen f_s . En ideell oscillator produserer den samme klokkefrekvensen til enhver tid, slik at frekvensspekteret består av en perfekt dirac-puls. Reelle oscillatorer innfører fasestøy, som en kortvarig tilfeldig variasjon rundt senterfrekvensen [Poz01]. Dette delkapittelet tar for seg hvilke begrensninger fasestøyen vil innføre for et system som benytter en oscillator. Mesteparten av teorien i er hentet fra [Poz01].

Figur 24 viser frekvensspekteret for en virkelig oscillator, en 2.05GHz klokkegenerator fra Stanford research systems, modell CG635 eid av FFI. Uønskede signaler på grunn



Figur 24: Fasestøy til en reell Oscillator

av harmoniske komponenter i oscillatoren vises som toppe i spektrumet. Fasestøy på grunn av tilfeldige variasjoner, generert av termisk og andre støykilder, vises som et bredt kontinuerlig bidrag rundt senterfrekvensen. Generelt kan utgangen av en oscillator beskrives av følgende ligning [Poz01]

$$v_o(t) = V_0 [1 + A(t)] \cos [\omega_0 t + \Theta(t)] \quad (40)$$

hvor $A(t)$ beskriver amplitudefluktuasjonene til utgangen, og $\Theta(t)$ representerer fasevariasjonene til bølgeformen. Amplitudevariasjonene kontrolleres vanligvis godt, og har mindre innflytelse på den totale systemytelsen. Fasevariasjonene kan være diskrete som følge av mikseprodukter eller harmoniske komponenter, eller tilfeldige som følge av termiske eller andre tilfeldige støykilder [Poz01].

Figur 24 viser kun halvparten av spektrumet, kalt *Single Sideband* (SSB), fordi spektrumet er symmetrisk om senterfrekvensen. Fasestøyen $L(f_m)$ defineres som forholdet mellom støyeffekten i sidebåndet og effekten i senterfrekvensen, hvor f_m er en offset fra senterfrekvensen f_o [Poz01].

$$L(f_m) = 10 \log \left[\frac{P_{sideband}(f_o + f_m)}{P_{carrier}} \right] \quad (41)$$

Den uttrykkes vanligvis i dB relativt til komponenten på senterfrekvensen per Hertz av båndbredde (dBc/Hz).

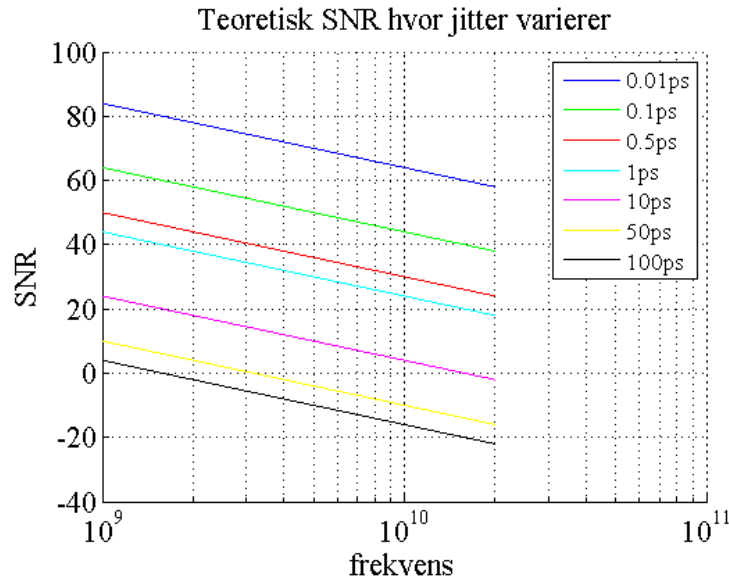
I tidsdomenet beskrives fasestøyen som jitter, og øker med økende fasestøy [Cer09]. Jitter karakteriseres ofte som to deler, en deterministisk og en tilfeldig del [Cer09]. Den deterministiske delen følger ikke en tilfeldig fordeling, og kan reproduseres og forhåndsbestemmes. I henhold til [Cer09] er følgende feilkilder opphav til deterministisk jitter; periodisk jitter, intersymbolinterferens, duty-cycle forvrengning og subharmoniske komponenter av oscillatoren. Det antas at tilfeldig jitter har en gaussisk sannsynlighetsfordeling, fordi tilfeldig jitter er et resultat av mange tilfeldige prosesser, inkludert termisk støy, flicker noise, short noise et cetera [Cer09]. Når antallet tilfeldig fordelte støykilder økes, kan sentralgrenseteoremet [REW07] benyttes, og tilfeldig jitter kan antas å være gaussisk fordelt. Det totale jitteret vil være summen av tilfeldig jitter og deterministisk jitter.

I en ADC vil jitter sette begrensning på SNR, som vist i ligning (29). Denne jitteravhengigheten kan bli plottet som vist i figur 25. Ligning (29) kan også løses ut for RMS verdien av jitteret, se ligning (42) hvor f_{in} er inngangsfrekvensen

$$t_j = \frac{10^{-SNR/20}}{2\pi f_{in}} \quad (42)$$

2.6. Sampling Down Conversion

Sampling Down Conversion (SDC) konverterer et RF-signal ned i frekvens uten bruk av en mikser. Det er mulig ved å undersample direkte på RF-signalet, med en punktprøvsrate f_s lavere enn 2 ganger den høyeste analoge frekvenskomponenten. Som beskrevet i delkapittel 2.2 setter båndbredden til RF-signalet kravet til f_s . Dersom f_s velges større enn 2 ganger båndbredden vil ingen informasjon gå tapt. Riktig valg av f_s i undersamplingen fører til en ønsket aliasing, og RF-signalet konverteres ned til et basebånd. Dersom det ikke er ønskelig å få en speilvendt kopi i basebåndet, må RF-signalet ligge i et oddetalls Nyquistbånd. Det oppnås ved å velge k i ligning (13) til et oddetall, og f_s velges deretter ut fra ligning (12). Ligning (13) bestemmer også hvilken posisjon



Figur 25: Teoretisk SNR på grunn av jitter for et fullskala sinussignal

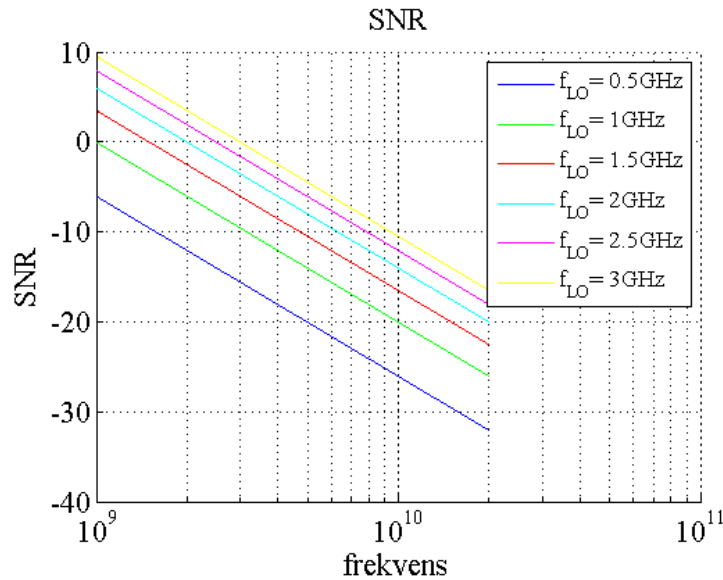
signalet får i Nyquistbåndet. Når k er et oddetall og den høyeste f_s blir valgt, flyttes signalet ned til DC. For å få litt margin til de forbudte områdene for f_s , som innfører informasjonstap, kan signalet oversamples. Det gjøres ved å innføre beskyttelsesbånd, og ny f_s velges ut fra ligning (18). Oversampling fører også med seg positive egenskaper, som beskrevet i delkapittel 2.2, men oversampling setter større krav til ADCen.

For at ADCen skal kunne punktprøve direkte på RF-signalet, må den analoge båndbredden til ADCen være større enn, eller lik, frekvensen til RF-signalet. I en ADC er det S/H kretsen som bestemmer den analoge båndbredden, og blir derfor den viktigste komponenten til SDC. Hvordan punktprøven oppnås, og tiden sampleren bruker på å finne riktig verdi er derfor viktige parametere.

S/H-kretsen må benytte en lokaloscillator for å punktprøve RF-signalet. Reelle lokaloscillatorer vil innføre fasestøy i form av jitter, som fører til at punktprøvene ikke tas ved ideelle tidspunkt. Det vil si at den avleste verdien er en forskjøvet versjon. Desto høyere frekvens, desto større blir denne spenningsforskyvningen. Derfor vil jitter sette begrensning på totalsystemets SNR, som beskrevet i delkapittel 2.5. Dersom lokaloscillatoren har et signal-til-støyforhold SNR_{LO} , og den er den eneste feilkilden i et SDC-system, kan SNR for systemet utledes ved å kombinere ligning (29) og (42).

$$SNR = 20 \log \left(\frac{f_{LO}}{f_{in}} \right) + SNR_{LO} \quad (43)$$

hvor f_{LO} frekvensen til lokaloscillatoren, altså punktprøvingsfrekvensen f_s , og f_{in} vil være RF-frekvensen. Denne ligningen er plottet i figur 26, hvor SNR_{LO} er satt til 0. Både ligning (43) og figur 26 viser hvordan SNR minsker dersom punktprøvingsfrekvensen velges lavere enn RF-frekvensen. Dersom det undersamples med en faktor på 10 vil SNR minke med $20dB$. SDC nedkonverter gjerne signaler som ligger langt opp i Nyquistbåndene, noe som fører til en undersampling med relativt høy faktor. Det er viktig å ta hensyn til denne ligningen når et slikt system skal designes. Dessuten vil



Figur 26: Plott av ligning (43) med $SNR_{LO} = 0$

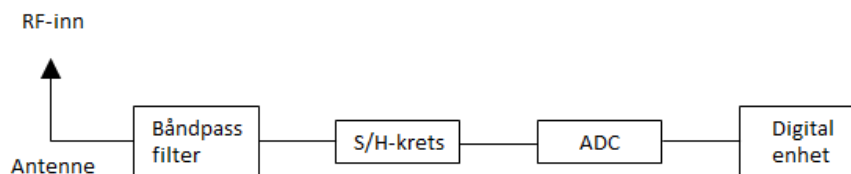
alle systemer som undersamples med en lokaloscillator være påvirket av denne ligningen. Ligning (43) viser også at SNR_{LO} også har betydning for et SDC-system. Som beskrevet i ligning (42) er SNR_{LO} avhengig av jitteret.

Før sampleren er det nødvendig å benytte et båndpassfilter, som fjerner støykomponenter som kan foldes ned i basebåndet. Det er viktig at båndpassfilteret har bratte flanker, da alt frekvensinnhold innenfor S/H-kretsens båndbredde foldes ned i basebåndet. SDC fører den digitale enheten nærmere antennen, som vist i figur 27. Denne figuren viser hvordan RF-signalet først må båndpassfiltreres, for så og undersamples av en ADC med god nok analog båndbredde.



Figur 27: SDC konsept

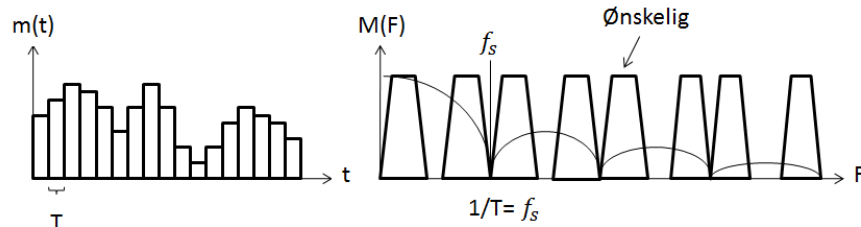
Dersom ADCen ikke har god nok analog båndbredde kan en ekstern S/H-krets settes foran ADCen, som vist i figur 28. Denne kretsen har som mål å ta en punktprøve hurtig nok, og holde verdien såpass lenge at ADCen klarer å digitalisere inngangssignalet.



Figur 28: SDC konsept med separat S/H-krets

2.7. Sampling Up Conversion

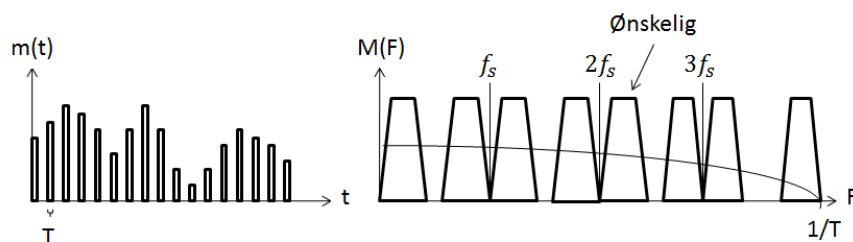
Sampling Up Conversion (SUC) konverterer et basebåndsignal opp til RF, ved å båndpassfiltere direkte på utgangen til en DAC. Som beskrevet i delkapittel 2.4 er en konvensjonell DAC av typen ZOH. Utgangen til en slik DAC inneholder kopier av basebåndsignalet oppover i alle Nyquistbåndene. Siden punktprøvene holdes konstant i hele punktprøvsintervallet blir kopiene dempet av en sinc, med 1. nullpunkt ved punktprøvsfrekvensen f_s , se figur 29. Superheterodyn-prinsippet benytter seg av en slik



Figur 29: Zero-order-hold DAC

DAC, ved og først glatte ut signalet med et lavpassfilter, slik at kun basebåndkopien står igjen, for så å flytte det opp i frekvens ved hjelp av en mikser. Figur 29 viser derimot at den RF-kopien allerede finnes i DAC-utgangen. Ved å benytte et analogt båndpassfilter er det mulig å filtrere ut kopien i RF-båndet direkte.

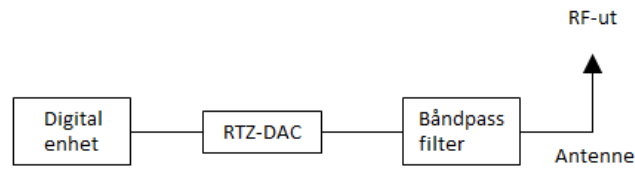
Problemet med en ZOH-DAC er at kopien i RF-båndet dempes og deformeres av sincen. Deformeringen fører til at alle Nyquistbåndene, utenom første, nulles ut i en av kantene. Frekvensinnholdet i 1. Nyquistbånd har også mye sterkere absoluttverdi, og et reelt båndpassfilter som filtrerer ut kopien i RF-båndet vil få dårlige arbeidsvilkår. For å minke deformeringen, samt å bedre arbeidsvilkårene til båndpassfilteret kan en RTZ-DAC benyttes, som lar signalet gå til null mellom punktprøvene, se figur 30.



Figur 30: Return-to-zero DAC

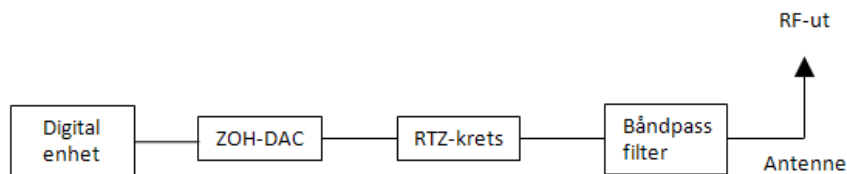
Ved å minke T , som vist i figur 30, vil signalet fortsatt bli sinc-dempet, men sincen brer seg ut i frekvens. I henhold til ligning (39) vil absoluttverdien også minke, siden det fjernes energi i signalet. Når alle de repeterte frekvenskopiene har tilnærmet lik absoluttverdi, vil et båndpassfilter få mye bedre arbeidsvilkår. Samtidig fører utsmøring av sincen til at det frekvensinnholdet i RF-båndet ikke deformeres i samme grad. Frekvenskonverteringen oppnås ved å båndpassfiltere direkte på utgangen til RTZ-DACen. Denne metoden kalles for SUC, fordi det oppnås en konvertering opp i frekvens direkte på punktprøvene.

SUC vil på samme måte som SDC føre den digitale enheten nærmere antennen, ved at mikseren fjernes. Figur 31 viser konseptuelt hvordan et SDC system kan se ut. Systemet vil bestå av en RTZ-DAC, etterfulgt av et båndpassfilter, før RF-signalen sendes ut på antennen. På samme måte som en ekstern S/H-krets kan settes på utsiden av en



Figur 31: SUC konsept

ADC, kan en RTZ-krets settes på utsiden av en ZOH-DAC. Denne RTZ-kretsen vil da kun slippe igjennom en liten del av ZOH-DACen, slik at utgangen til RTZ-kretsen blir tilsvarende som en RTZ-DAC.



Figur 32: SUC konsept med ekstern RTZ-krets

3. MATLAB simulering

For å belyse egenskapene til *Sampling Up/Down Conversion* (SDC/SUC) ble ytelsen til et slikt system simulert i programmeringsspråket MATLAB. MATLAB er en forkortelse for Matrix Laboratory, og er et høynivå programmeringsspråk utviklet av MathWorks [MATb]. MATLAB er et numerisk programmeringsspråk som kan utføre matriseoperasjoner, plotting av funksjoner og data, implementering av algoritmer med mer. Som et høynivå programmeringsspråk inneholder MATLAB mange ferdigutviklede algoritmer og funksjoner, men det kan også defineres egne funksjoner. De innebygde funksjonene brukt i denne simuleringen er vist i tabell 1, med en kort beskrivelse. Noen av funksjonene kan også ta inn flere inngangsparametere, men kun grunnfunksjonen er beskrevet i tabellen. For en bedre beskrivelse av funksjonene henvises det til MATLAB-dokumentasjonen beskrevet i [MATa].

Tabell 1: Innebygde MATLAB-funksjoner brukt i simuleringen.

NAVN	FUNKSJON
<i>conv(A,B)</i>	Folder vektor A og B , resultatet har lengde $\text{length}(A) + \text{length}(B) - 1$.
<i>exp(X)</i>	Ekspontialfunksjon av vektor X .
<i>fft(X)</i>	Diskret Fourier Transform (DFT) av vektor X .
<i>fftshift(X)</i>	Skifter 0-frekvens komponenten til senter av spektrumet.
<i>filter(A,B,X)</i>	Filtrerer vektor X gjennom filteret definert av parameterne A og B .
<i>floor(X)</i>	Runder elementet X ned til nærmeste heltall.
<i>fvtool(X)</i>	GUI som gjør det mulig å analysere filteret X
<i>length(X)</i>	Returnerer lengden av vektor X .
<i>linspace(X1,X2,N)</i>	Genererer N punkter mellom $X1$ og $X2$.
<i>log10(X)</i>	10-logaritmen av elementet X .
<i>max(X)</i>	Returnerer maksimalverdien av vektor X .
<i>mean(X)</i>	Regner ut middelveidien til element X .
<i>mod(X,2)</i>	Modulo-2 divisjon av element X .
<i>nextpow2(N)</i>	Returnerer neste høyeste 2. potens av element N .
<i>plot(X,Y)</i>	Plotter vektor Y som funksjon av vektor X .
<i>set(H)</i>	Setter egenskapsnavnene gyldig til verdier for objekt H
<i>sin(X)</i>	Sinus av elementet X .
<i>randn(M,N)</i>	Returnerer en $M \times N$ matrise med normalfordelte tilfeldige tall.
<i>round(X)</i>	Runder av elementet X til nærmeste heltall.
<i>zeros(M,N)</i>	Returnerer en $M \times N$ matrise med verdien 0.
<i>window(@hann,N)</i>	Returnerer et N -punkts Hanning-window.

I tillegg til de innebygde funksjonene ble det definert noen nye funksjoner, fordi funksjonen de utfører ble gjentatt flere ganger i simuleringen. Det gjør MATLAB-koden mer oversiktlig og lettere å lese, samtidig som antall kodelinjer minker. Tabell 2 viser en oversikt over disse funksjonene. Begge funksjonene forklares bedre når de brukes i

Tabell 2: Definerte MATLAB-funksjoner brukt i simuleringen.

NAVN	FUNKSJON
<i>sample(x,AT,Fco)</i>	Funksjonen folder vektor x med et 1. ordens RC-filter med cut-off frekvens Fco . Utgangsparameteren til funksjonen er resultatet av foldingen etter AT sekunder.
<i>DAComformer(x, bolgeform)</i>	Funksjon som tar inn vektoren x , og legger til bølgeformen <i>bolgeform</i> på alle verdiene i vektor x .

simuleringene. Selve simuleringen av SDC/SUC ble utført i MATLAB-scriptene beskrevet i tabell 3. I scriptet *sample_up_conversion.m* er det brukt noen filtre i simuleringen,

Tabell 3: MATLAB-script som utfører simuleringen.

NAVN	FUNKSJON
<i>sample_down_conversion.m</i>	Simulerer Sampling Down Conversion.
<i>sample_up_conversion.m</i>	Simulerer Sampling Up Conversion.
<i>totalsystem.m</i>	Simulerer Sampling Down/Up Conversion i et totalsystem, med først en nedkonvertering, for så å frekvenskonvertere testsignalet opp i frekvens igjen.

som ble generert ved hjelp av et hjelpeverktøy som finnes i MATLAB. Hjelpeverktøyet kalles *fdatool* som står for *Filter Design & Analysis Tool*, og muliggjør generering av filtre med ønkede frekvensegenskaper. Når alle filterparameterne er satt er det mulig å eksportere filteret til en MATLAB-funksjon, tilsvarende de i tabell 2. Det ble totalt laget 2 båndpassfiltre av typen Chebyshev, med en båndbredde på $1GHz$ sentret rundt $9.5GHz$, men med forskjellig orden. Tabell 4 viser navnet på de eksporterte filtrene, med en kort beskrivelse.

Tabell 4: Båndpassfiltre eksportert til følgende MATLAB-funksjon.

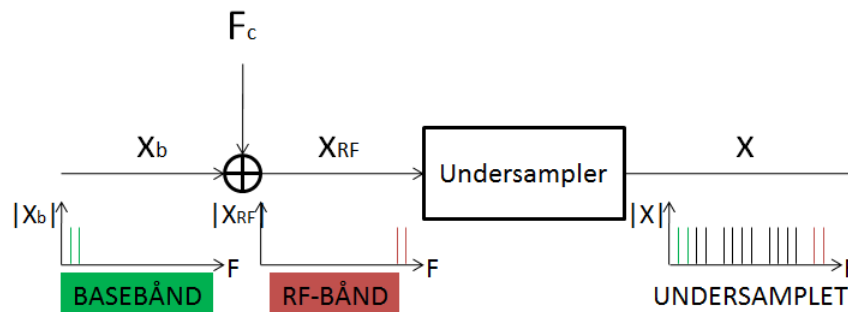
NAVN	FUNKSJON
<i>BP_9_10_order 8.m</i>	8. ordens Chebyshev båndpassfilter med $1GHz$ båndbredde sentret rundt $9.5GHz$.
<i>BP_9_10_order 40.m</i>	40. ordens Chebyshev båndpassfilter med $1GHz$ båndbredde sentret rundt $9.5GHz$.

Dette kapittelet er en beskrivelse av hvordan simuleringene ble gjennomført, samtidig som resultatene presenteres. Felles for alle simuleringene er at det ble brukt et 2-tone testsignal med en antatt analog båndbredde på $1GHz$, som konverteres opp og ned i frekvens. For å begrense simuleringens data fikk testsignalet en varighet på $1\mu s$. All MATLAB-kode finnes i appendiks F, og vedlagt ZIP-fil.

3.1. Sampling Down Conversion

Ideell undersampling

SDC konverterer et RF-signal ned til basebånd. For å illustrere hvordan undersampling og aliasing utfører nedkonverteringen, ble en ideell undersampling simulert i MATLAB-scriptet *sample_down_conversion.m*. Undersamplingen ble utført på et 2-tone testsignal, med frekvens $F_1 = 600MHz$ og $F_2 = 700MHz$, som ble flyttet opp til RF-bånd ved å legge til en bæreølgefrekvens $F_c = 9GHz$. Figur 33 viser et blokkdiagram for hvordan undersamplingen ble testet. Figuren viser hvordan bæreølgefrekvensen legges på frekvensen til testsignalet, og undersamples med en gitt punktprovingsfrekvens f_s .



Figur 33: Blokkdiagram undersampling

For å finne f_s til undersamplingen måtte det bestemmes hvilket Nyquistbånd RF-signalet skulle befinne seg i. Simuleringen antar at RF-signalet har en båndbredde på $1GHz$, fra 9 til $10GHz$, fordi de fleste reelle signaler er bredbåndet og består av flere enn kun 2 frekvenskomponenter. Derfor ble Nyquistbåndet k valgt på grunnlag av at testsignalet har en "omhylnings"-båndbredde på $1GHz$, slik at F_L og F_H i figur 7 ble satt til henholdsvis F_c og $F_c + 1GHz$. Ut fra disse parameterne ble høyeste mulige Nyquistbånd bestemt ut fra ligning (13).

$$k_{maks} = \frac{F_H}{B} = \frac{10}{1} = 10 \quad (44)$$

Ligning (44) viser at høyeste Nyquistbånd er et partall. En undersampling av RF-signalet i et partalls Nyquistbånd fører til en speilvendt basebåndkopi. For å få en direkte basebåndkopi ble det valgt av RF-signalet skulle befinne seg i 9. Nyquistbånd. Punktprovingsfrekvensen ble deretter bestemt av ligning (12), hvor høyeste f_s ble valgt for å få basebåndkopien med til DC.

$$f_s = \frac{2F_L}{k-1} = \frac{2 * 9GHz}{9-1} = 2.25GHz \quad (45)$$

Valget av denne f_s fører til at 1. og 9. Nyquistbånd omfatter følgende frekvensområde.

$$1. \text{ Nyquistbånd} \in [0, 1.1250]GHz \quad (46)$$

$$9. \text{ Nyquistbånd} \in [9, 10.125]GHz \quad (47)$$

For SDC er det viktig å få vist frem at undersamplingen kopierer RF-signalet ned til basebånd ved hjelp av aliasing. Derfor vil en studie av frekvensspekteret til undersamplingen være av interesse. For å beregne frekvensspekteret ble MATLAB-funksjonen *fft* i tabell 1 brukt, som beregner Fouriertransformen. MATLAB opererer kun med diskrete verdier, og *fft*-funksjonen beregner kun frekvenskomponenter fra $-0.5f_s$ til $0.5f_s$. Det vil si at *fft*-funksjonen kun beregner frekvenskomponenter i 1. Nyquistbånd. Som figur 33 viser er det ønskelig å beregne frekvenskomponenter opp til RF-båndet, for å vise aliasingen som undersamplingen innfører. For å løse det problemet ble det derfor laget en “analog” punktprøvningsfrekvens f_{sa} på 10 ganger f_s . På den måten blir de 10 første Nyquistbåndene beregnet av *fft*-funksjonen. I et reelt SDC-system er det et analogt signal som undersamples med f_s . Et analogt signal kan sees på som et punktprøvd signal med uendelig f_s . I simuleringen er det kun de aliaserte kopiene nedenfor RF-båndet som er av interesse, og det analoge signalet kan representeres som et diskret signal punktprøvd med f_{sa} . I MATLAB fikk en analog representasjon av basebåndsignalet derfor følgende form

$$x_b(t_{na}) = \sin(2\pi F_1 t_{na}) + \sin(2\pi F_2 t_{na}) \quad , \quad t_{na} = [0 : \frac{1}{f_{sa}} : (1\mu s - \frac{1}{f_{sa}})] \quad (48)$$

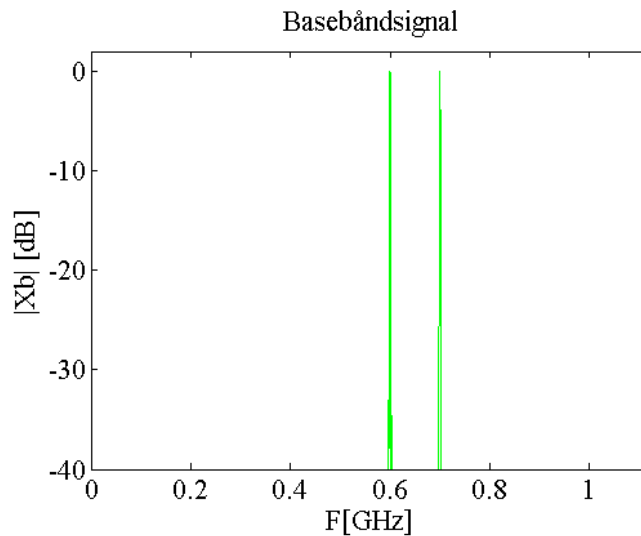
hvor t_{na} beskriver den “analoge” punktprøvningsvektoren. Den vektoren er definert på formen [*start:step:end*], som betyr at vektoren begynner på *start*, og øker med *step* helt opp til *end*. Frekvensspekteret til basebåndsignalet er plottet i figur 34, hvor kun innholdet i 1. Nyquistbånd er hentet ut. I figuren er frekvensspekteret vektet med et Hanning-vindu ved hjelp av *window*-funksjonen, for å minke sidelobene *fft*-funksjonen innfører. I tillegg ble FFT-algoritmen utført ved å zero-padde basebåndsignalet til en lengde 2^N , hvor N ble satt til å være neste høyeste 2. potens av lengden til basebåndsignalet, pluss 2. Ved å øke antall punkter i beregningen økes den spektrale oppløsningen som *fft*-funksjonen gir. Alle resterende plott i frekvensdomenet er plottet på samme måte, dersom ikke noe annet blir nevnt.

For å flytte signalet opp til RF ble F_c på $9GHz$ pluss på basebåndfrekvensen, og fikk derfor følgende form

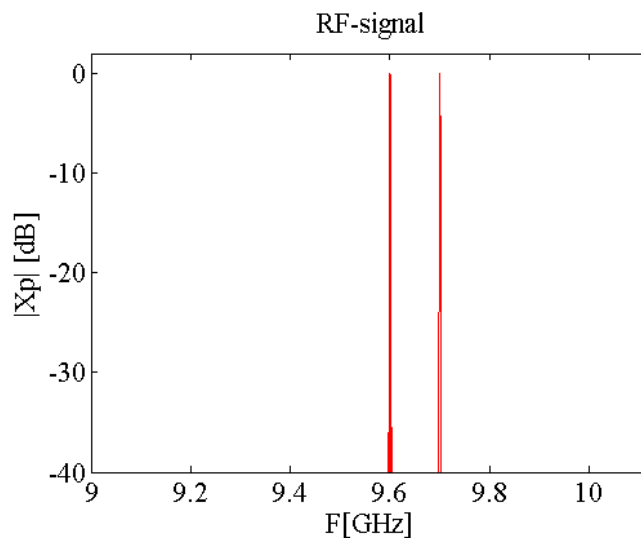
$$x_{RF}(t_{na}) = \sin(2\pi(F_1 + F_c)t_{na}) + \sin(2\pi(F_2 + F_c)t_{na}) \quad (49)$$

hvor t_{na} har samme form som for basebåndsignalet. Figur 35 viser RF-signalet i 9. Nyquistbånd.

En ideell punktprøving ble utført, og frekvensspekteret til det undersøpte signalet er vist i figur 36. Figuren viser hvordan RF-signalet (merket med rødt) kopieres ned til basebåndet (merket med grønt). Det er viktig å legge merke til at signalet også kopieres til alle de andre Nyquistbåndene (merket med blått). Signalet ble undersøpt ved å kun hente ut signalverdier i de tidspunktene hvor $t_n = \frac{m}{f_s}$, hvor m er et heltall. Siden



Figur 34: Basebåndsignal

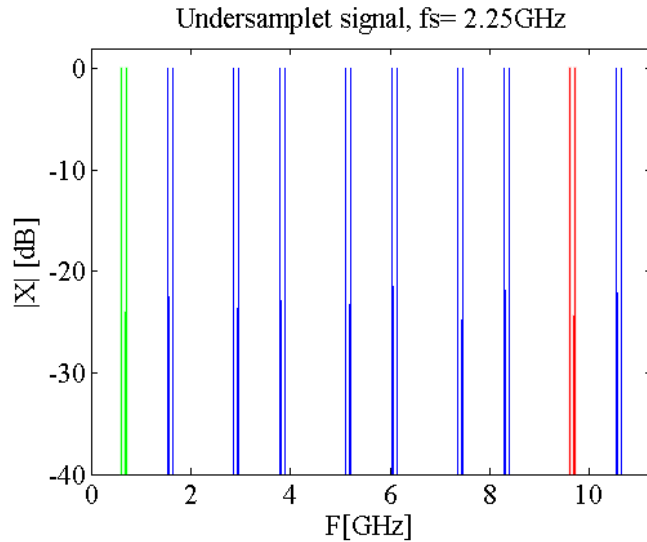


Figur 35: RF-signal

$f_{sa} = 10 * f_s$ vil det si at kun hver 10 punktprøve ble hentet ut. Resten av de “analoge” punktprøvene ble satt til 0, slik at den “analoge” punktprøvingsfrekvensen ble opprettholdt.

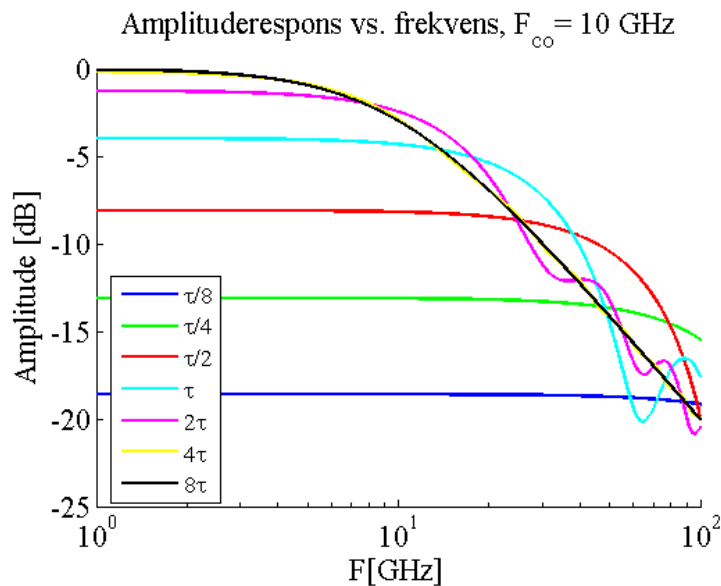
Innføring av et 1. ordens RC-filter som undersampler

I realiteten vil ikke undersamplingen foregå ideelt. En reell S/H-krets klarer ikke å følge inngangssignalet perfekt, noe som fører til at den avleste verdien av RF-signalet vil ha feil verdi. Som beskrevet i delkapittel 2.3 kan S/H-kretsen tilnærmes til ligning (30) i track-modus. Ligning (30) beskriver et 1. ordens RC-filter, som kuttet etter AT sekunder når S/H-kretsen går over til hold-modus. For å finne karakteristikene til 1. ordens RC-filteret ble amplitude- og faseresponsen simulert som funksjon av forskjellig AT-verdier, se henholdsvis figur 37 og 38. Figurene viser at en slik krets vil endre fasen og dempe



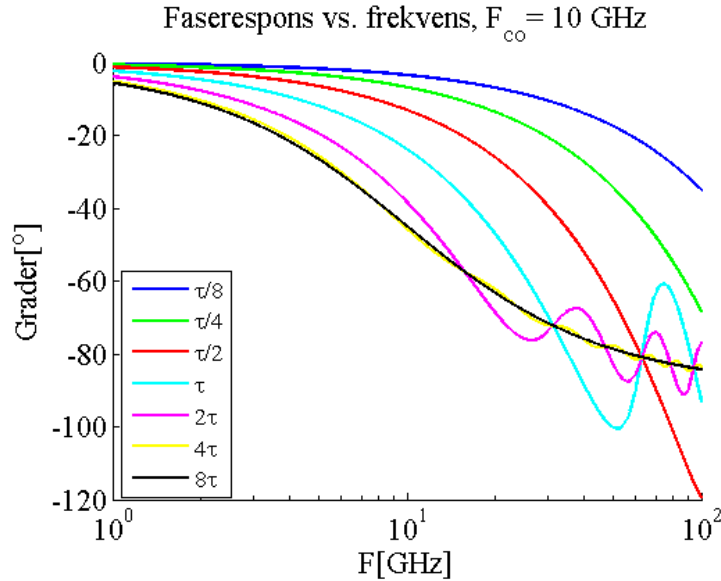
Figur 36: Ideell punktprøving

et inngangssignal som funksjon av den analoge båndbredden og AT. I 37 og 38 er den analoge båndbredden F_{co} satt til $10GHz$.



Figur 37: Amplituderrespons, $F_{co} = 10GHz$

I tilnærmingen til et mer reelt SDC-system ble den ideelle undersampleren i figur 33 erstattet med S/H-kretsen i track-modus definert i ligning (30). Men som figur 37 viser vil AT være i størrelsesorden $\tau = 1/F_{co}$, noe som tilsvarer en AT i området picosekunder. Den “analoge” punktprøvingsfrekvensen f_{sa} definert i den ideelle undersamplingen tilsvarer en oppløsning på 22.5 punktprøver/ns. For å kunne gjøre simuleringer som skiller 0.25τ kreves det derfor en mye høyere diskret oppløsning. Det ble derfor valgt en diskret oppløsning på 10 punktprøver/ps, som tilsvarer en f_{sa} på $10THz$. RF-signalet i ligning (49) har en varighet på $1\mu s$, og med en f_{sa} på $10THz$ vil det bestå av 10 millioner punktprøver. Men det er kun ønskelig å ha en god oppløsning når S/H-kretsen er i



track-modus. Det vil si at det kun er RF-signalen fra punktprøvingstidspunktet ($t_n = \frac{m}{f_s}$, $m = \text{heltall}$), og AT sekunder tilbake i tid som er av interesse. Inngangen til S/H-kretsen ved de resterende tidspunktene vil være ubetydelige siden bryteren i figur 14 vil være åpen, og kretsen vil være i hold-modus. For å få det ønskede RF-signalen ble derfor punktprøvingvektoren i ligning (48) redefinert til følgende form

$$t_n = [t_1, t_2, t_3, \dots, t_{end}] \quad (50)$$

hvor

$$t_1 = \text{zeros}(1, \text{round}(AT * f_{sa})) \quad (51)$$

$$t_2 = \left[\frac{1}{f_s} - AT : \frac{1}{f_{sa}} : \frac{1}{f_s} \right] \quad (52)$$

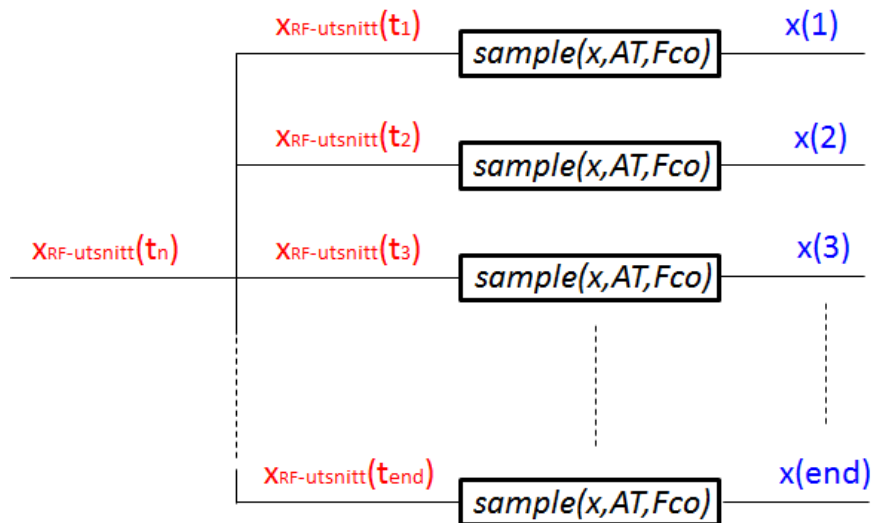
$$t_3 = \left[\frac{2}{f_s} - AT : \frac{2}{f_{sa}} : \frac{2}{f_s} \right] \quad (53)$$

$$t_{end} = \left[1\mu s - \frac{1}{f_s} - AT : \frac{1}{f_{sa}} : 1\mu s - \frac{1}{f_s} \right] \quad (54)$$

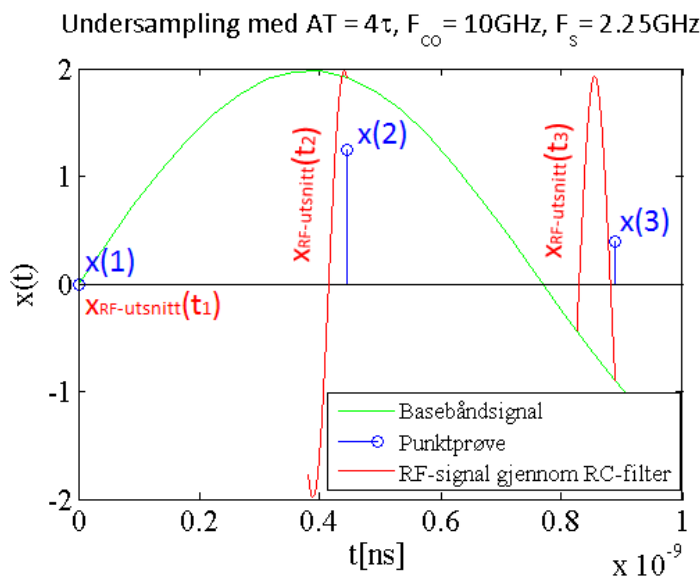
og satt inn i følgende uttrykk

$$x_{RF-utsnitt}(t_n) = \sin(2\pi(F_1 + F_c)t_n) + \sin(2\pi(F_2 + F_c)t_n) \quad (55)$$

Figur 39 viser hvordan RF-signalen definert i ligning (55) ble undersamlet av S/H-kretsen i ligning (30). Selve undersamplingen ble utført av *sample*-funksjonen definert i tabell 2. Denne funksjonen folder inngangssignalen med impulsresponsen gitt i ligning (30), og returnerer resultatet av foldingen etter AT sekunder. Figur 40 viser hvordan 3 punktprøver blir tatt av RF-signalen med $AT = 4\tau$ og $F_{co} = 10 \text{ GHz}$. I figuren er den delen av RF-signalen som blir sendt til *sample*-funksjonen merket med rødt, og punktprøven som oppnås merket med blått. Basebåndsignalen, definert i ligning 34, er også plottet for å se hvordan S/H-kretsen punktprøver i forhold til dette signalen. Det



Figur 39: Blokkdiagram undersampling med 1. ordens RC-filter

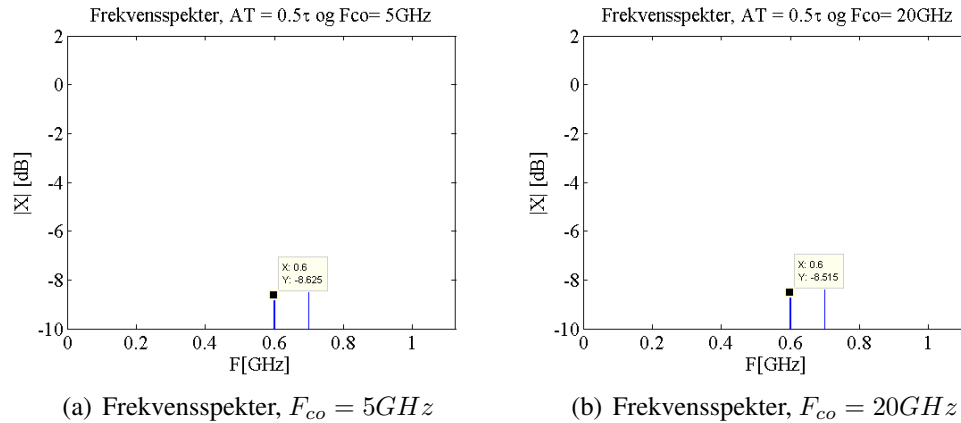


Figur 40: 3 første punktprøver av RF-signalet, med $F_{co} = 10GHz$ og $AT=4\tau$

første tidsutsnittet sendt til *sample*-funksjonen er definert ligning (51). Siden signalet startet i tidspunkt 0, inneholdt denne vektoren verdien 0 i AT sekunder. Resultatet av *sample*-funksjonen, gitt som $x(1)$ i figur 39 og 40, fikk derfor verdien 0, og ble derfor en ideell punktprøve. Det andre tidsutsnittet av RF-signalet sendt til undersamleren er gitt av ligning (52). Resultatet av denne undersamplingen er gitt som $x(2)$ i figur 39 og 40. På samme måte ble alle punktprøvene i undersamplingen av RF-signalet oppnådd.

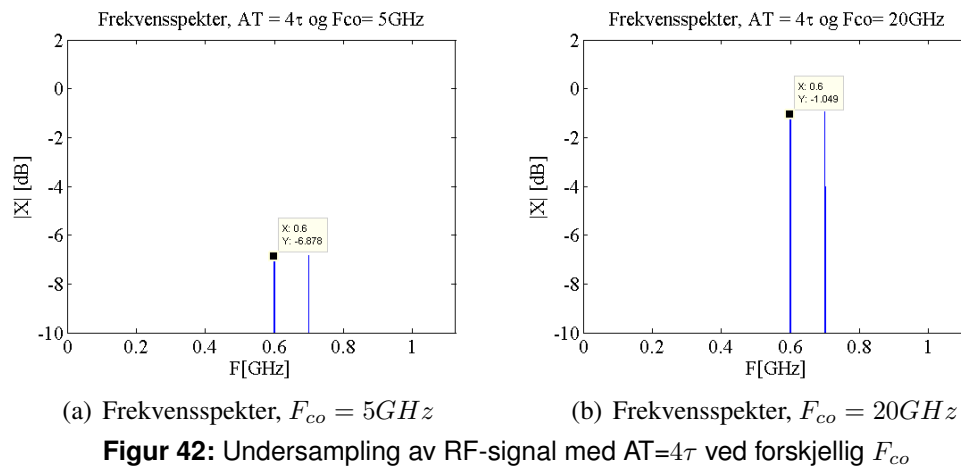
For å sjekke egenskapene til denne samleren ble RF-signalet undersamlet med forskjellige verdier av AT og F_{co} . I simuleringene ble F_{co} valgt som antatt “dårlig” $5GHz$ og “god” $20GHz$ verdi i forhold til RF-frekvensen. AT ble valgt på samme måte, som en “dårlig” 0.5τ og “god” 4τ verdi ut i fra tabell A.1. Frekvensspekteret til det undersamlede resultatet er vist i figur 41 og 42. Begge disse plottene er normalisert til maksimalverdien for den ideelle undersamplingen. På den måten var det mulig å finne ut

hvor mye S/H-kretsen demper punktprøvene i forhold til en ideell undersampler. Figur



Figur 41: Undersampling av RF-signal med $AT=0.5\tau$ ved forskjellig F_{co}

41 viser hvordan en AT på $\tau/2$ demper det undersamlede resultatet med over $8dB$, uavhengig av den analoge båndbredden. Dersom AT økes til 4τ blir det undersamlede



Figur 42: Undersampling av RF-signal med $AT=4\tau$ ved forskjellig F_{co}

resultatet dempet avhengig av den analoge båndbredden, som vist i figur 42.

Jitter ved punktprøving av et RF-signal

Som beskrevet i delkapittel 2.5 vil fasestøy i form av jitter påvirke SNR i et system. SDC punktprøver direkte på RF-signalet, og figur 25 viser at $1ps$ RMS jitter på samplingsklokken gir SNR på $25dB$ for et $10GHz$ signal. Figur 25 viser også at SNR minker dersom det punktprøves på et signal i et høyereliggende Nyquistbånd. Av den grunn ble jitters innvirkning simulert. For å finne feilen som jitter innfører ble det først utført en ideell undersampling av RF-signalet, med følgende punktprøvningsvektor

$$t_n = \left[0 : \frac{1}{f_s} : \left(1\mu s - \frac{1}{f_s}\right)\right] \quad (56)$$

Det undersamplede resultatet fikk derfor følgende form

$$x(t_n) = \sin(2\pi(F_1 + F_c)t_n) + \sin(2\pi(F_2 + F_c)t_n) \quad (57)$$

Deretter ble jitter lagt til på punktprøvingsvektoren ved hjelp av *randn*-funksjonen, vist i tabell 1. Denne funksjonen gir ut en vektor med angitt lengde, som er Gaussisk fordelt med standardavvik lik 1 og forventningsverdi lik 0. Dersom forventningsverdien er lik 0, vil RMS-verdi og standardavvik være det samme. *randn*-funksjonen ble ganget med riktig RMS-verdi av jitter, og lagt til den ideelle punktprøvingsvektoren. Siden vektoren som illustrerer jitter er Gaussisk fordelt vil den beskrive tilfeldig jitter. Punktprøvingsvektoren med jitter kan derfor beskrives med følgende ligning

$$t_{nj} = t_n + t_j * \text{randn} \quad (58)$$

hvor t_j er RMS-verdien av jitter. En undersamplet versjon av RF-signalet med jitter fikk derfor følgende form

$$x_j(t_{nj}) = \sin(2\pi(F_1 + F_c)t_{nj}) + \sin(2\pi(F_2 + F_c)t_{nj}) \quad (59)$$

Feilen eller støyen som jitter innfører ble deretter regnet ut ved å trekke de to resultatene fra hverandre

$$e = x - x_j \quad (60)$$

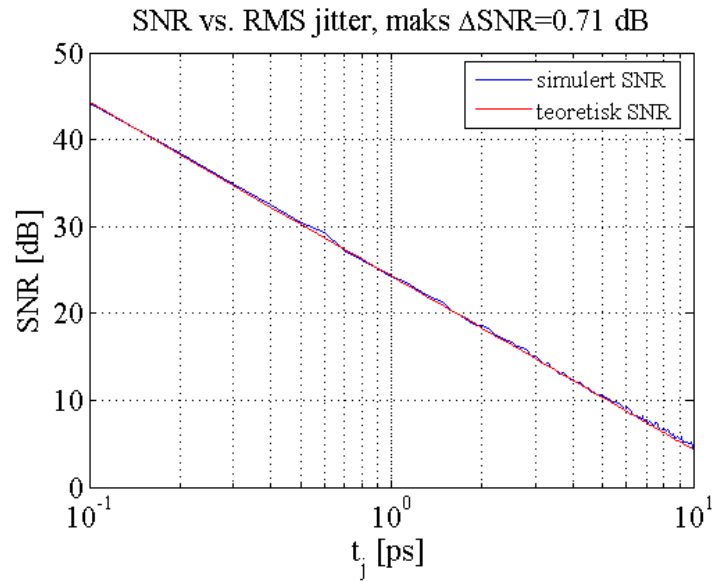
For å regne ut SNR i MATLAB kan ligning (23) omformuleres til følgende uttrykk

$$SNR(dB) = 20 \log \frac{P_{signal}}{P_{stoy}} = 10 \log \frac{\text{mean}(x^2)}{\text{mean}(e^2)} [dB] \quad (61)$$

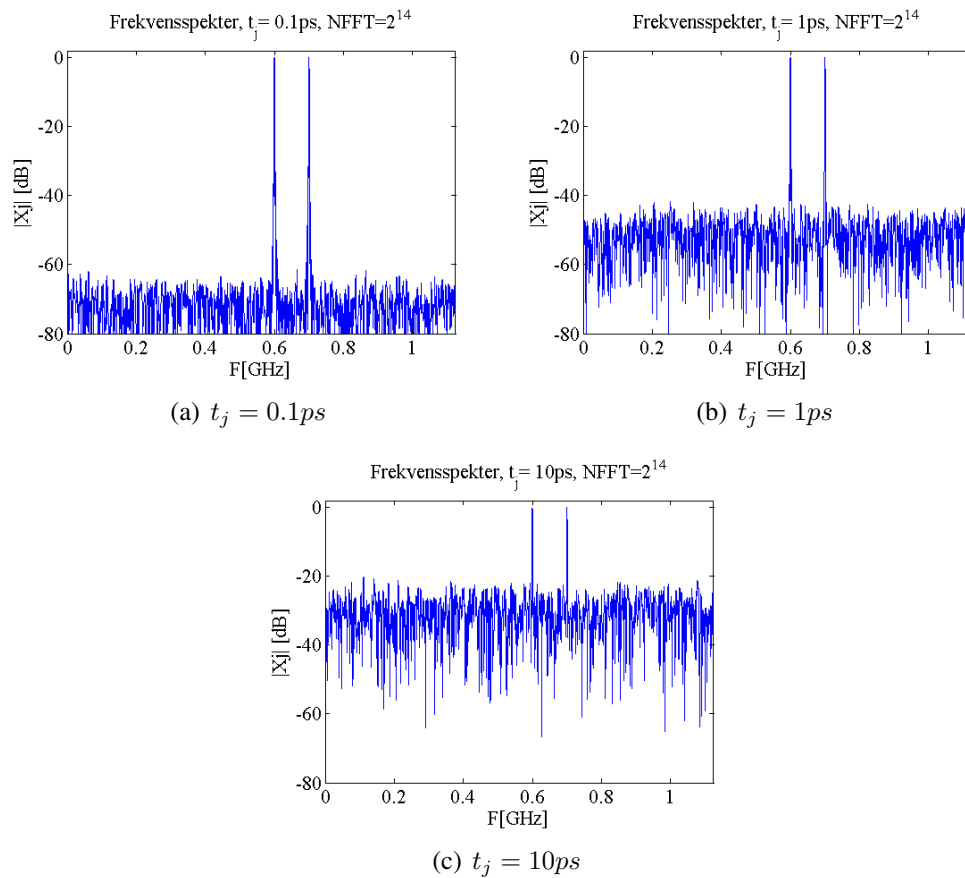
hvor *mean*-funksjonen regner ut middelveidien, se tabell 1. Ligning (61) er gyldig fordi effekten til et periodisk diskret signal er gitt som middelveidien til kvadratet av signalverdiene. SNR ble regnet ut for RMS jitter fra 0.1ps til 10ps, og resultatet er vist i figur 43, sammen med det teoretiske uttrykket for SNR gitt i ligning (29). Figuren viser hvordan simulerte verdier har et maksimalavvik på 0.71dB fra det teoretiske uttrykket. Frekvensspekteret til det undersamplede resultatet med jitter x_j ble også simulert for tre forskjellige RMS-verdier av jitter, og resultatet er vist i figur 44. Figurene 44(a) til 44(c) viser hvordan tilfeldig jitter fører til et konstant støygulv, som øker når RMS-verdien av jitter øker. Figurene viser også at antall punkter brukt i beregningen av frekvensspekteret $NFFT = 2^{14}$. Grunnen til at denne parameteren er vist i figurene er for å vise at alle plottene består av like mange punkter, slik at en økning av støygulvet fører til at *SNR* minker.

Undersampling med et 1. ordens RC-filter og jitter

I et reelt SDC-system vil jitter føre til at S/H-kretsen utfører punktprøvingen på et ikke-ideelt tidspunkt. I tilnærmingen til et reelt SDC-system er det derfor interessant å simulere en undersampling med RC-filteret i ligning (30), samtidig som jitter flytter tidspunktet for undersamplingen. For å simulere det ble punktprøvingsvektoren i ligning (50) lagt til jitter i henhold til ligning (58). På den måten ble verdiene som sendes



Figur 43: SNR som funksjon av RMS jitter

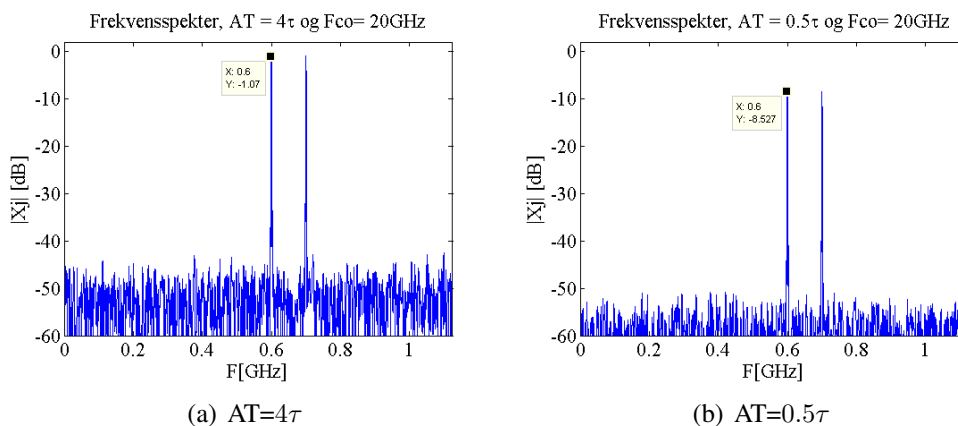


Figur 44: Frekvensspekter etter undersampling med 3 forskjellige RMS-jitter

til *sample*-funksjonen i figur 39 flyttet litt på grunn av jitteret. Utsnittet av RF-signalet med jitter fikk derfor følgende form

$$x_{RF-utsnitt-j}(t_{nj}) = \sin(2\pi(F_1 + F_c)t_{nj}) + \sin(2\pi(F_2 + F_c)t_{nj}) \quad (62)$$

hvor t_{nj} er gitt av ligning (58) innsatt med ligning (50). Ligning (62) ble undersamlet i henhold til figur 39, og frekvensspekteret av resultatet x_j er vist i figur 45. I figur 45(a) og 45(b) ble RMS-verdien til jitteret satt til å være $1ps$, samtidig som den analoge båndbredden til RC-kretsen fikk verdien $20GHz$. Den eneste parameteren som er forskjellig i figur 45 er hvor lenge S/H-kretsen er i track-modus, altså tiden AT. Ut fra disse figurene



Figur 45: Frekvensspekter etter undersampling med RC-filter og jitter

er det rimelig å anta at støygulvet dempes like mye av RC-kretsen, som RF-signalet. For å bekrefte det ble SNR før og etter undersamplern beregnet. Ligning (63) og (64) viser hvordan SNR før (SNR_f) og etter (SNR_e) undersamplern ble regnet ut.

$$SNR_f(dB) = 10 \log \frac{\text{mean}(x_{RF-utsnitt}^2)}{\text{mean}(e_1^2)} [dB] \quad (63)$$

$$SNR_e(dB) = 10 \log \frac{\text{mean}(x^2)}{\text{mean}(e_2^2)} [dB] \quad (64)$$

hvor

$$e_1 = x_{RF-utsnitt} - x_{RF-utsnitt-j} \quad (65)$$

$$e_2 = x - x_j \quad (66)$$

$x_{RF-utsnitt}$ og $x_{RF-utsnitt-j}$ beskriver utsnittet av RF-signalet uten og med jitter definert i henholdsvis ligning (55) og (62). Begge disse ble sendt til undersamplern som vist i figur 39, og resultatet ble lagret i henholdsvis x og x_j . SNR før og etter undersamplern er oppsummert i tabell 5. Tabellen viser at den eneste faktoren som endrer SNR er RMS-verdien av jitter. Den viser også at RC-filteret som undersampler ikke endrer SNR, ved at den er den samme før og etter i alle tilfellene. Alle verdiene i tabell 5 er rundet av til nærmeste hele tiendels dB .

3.2. Sampling Up Conversion

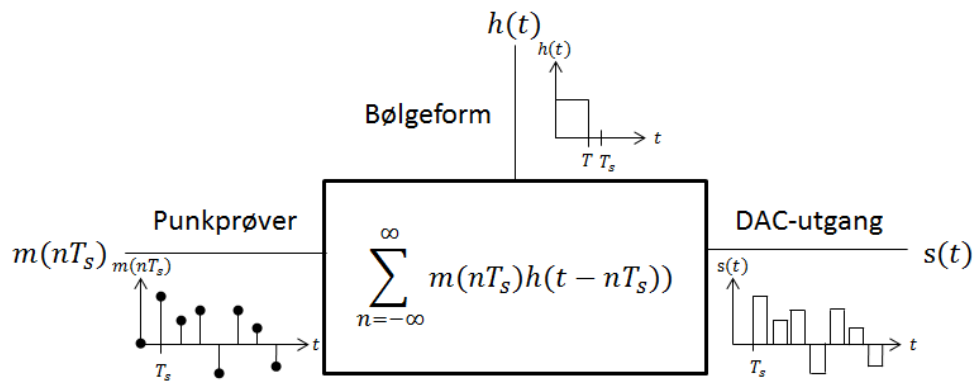
Frekvensstudie av DAC-utganger

Sampling Up Conversion (SUC) konverterer et basebåndsignal opp til RF, ved å båndpassfiltrere direkte på utgangen til en DAC. Utgangen til en DAC kan sees på som

Tabell 5: SNR før og etter “reell”-undersampler med jitter

	$AT = \tau/2$		$AT = \tau$		$AT = 4\tau$	
$tj_{RMS} = 0.1ps$	SNR_f	SNR_e	SNR_f	SNR_e	SNR_f	SNR_e
$F_{co} = 5GHz$	44,2	44,2	44,3	44,3	44,4	44,3
$F_{co} = 10GHz$	44,2	44,2	44,2	44,2	44,4	44,3
$F_{co} = 20GHz$	44,2	44,2	44,2	44,2	44,3	44,2
$tj_{RMS} = 1ps$	SNR_f	SNR_e	SNR_f	SNR_e	SNR_f	SNR_e
$F_{co} = 5GHz$	24,3	24,2	24,4	24,3	24,4	24,3
$F_{co} = 10GHz$	24,2	24,2	24,3	24,2	24,4	24,3
$F_{co} = 20GHz$	24,3	24,3	24,2	24,2	24,2	24,2
$tj_{RMS} = 10ps$	SNR_f	SNR_e	SNR_f	SNR_e	SNR_f	SNR_e
$F_{co} = 5GHz$	4,8	4,9	4,9	4,9	4,8	4,8
$F_{co} = 10GHz$	4,8	4,9	4,9	4,9	4,8	4,8
$F_{co} = 20GHz$	4,8	4,8	4,8	4,8	4,8	4,9

en folding av punktprøvene til basebåndsignalet med en firkantpuls. Siden det båndpassfilteres direkte på utgangen til en DAC, vil frekvensspekteret til utgangen være av interesse. Det ble derfor simulert forskjellige DAC-utganger i MATLAB-scriptet *sample_up_conversion.m*. I skriptet ble MATLAB-funksjonen *DAComformer* benyttet, som tar inn en gitt bølgeform sammen med punktprøvene til basebåndsignalet, og legger bølgeformen på alle punktprøvene i henhold til ligning (32). Med bølgeform menes en gitt analog amplitude som legges på alle punktprøvene, slik at DAC-utgangen blir et analogt signal med en reell amplitude. Prinsippet for DAC omformeren er vist i figur 46. Basebåndsignalet defineres på samme måte som i SDC, med følgende form og

**Figur 46:** Blokkdiagram DAC omformer

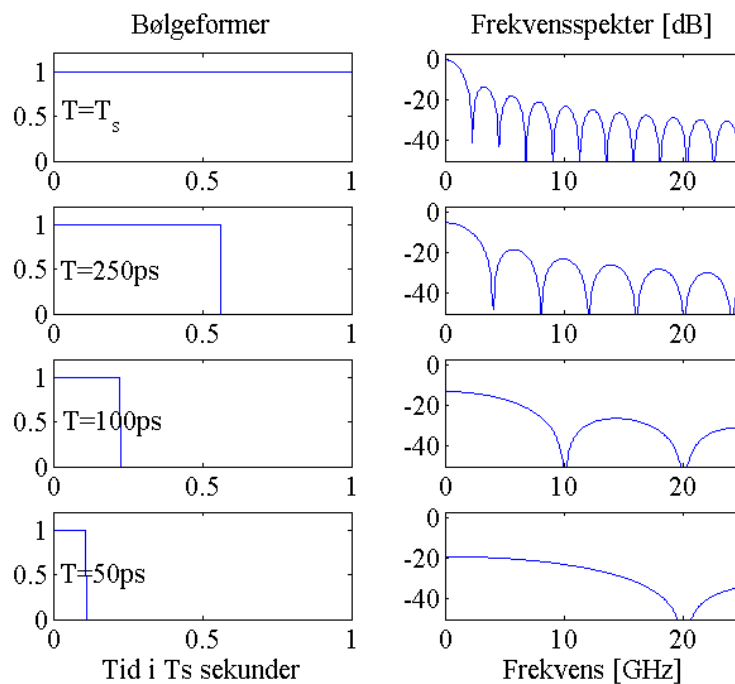
punktprøvingsvektor.

$$x_b(t_n) = \sin(2\pi F_1 t_n) + \sin(2\pi F_2 t_n) \quad , \quad t_n = \left[0 : \frac{1}{f_s} : (1\mu s - \frac{1}{f_s})\right] \quad (67)$$

hvor $f_s = 2.25GHz$ og $t_n = \frac{n}{f_s} = nT_s$. Grunnen til samme f_s som for SDC, er at et SUC ofte benytter samme oscillator. Det vil også være lettere å kjenne igjen kopiene i Nyquistbåndene, da disse kopieres om f_s .

Som nevnt tidligere beregner *fft*-funksjonen i MATLAB kun frekvenskomponenter i 1. Nyquistbånd. I ligning (32) omgjør bølgeformen $h(t)$ punktprøvene til et analogt signal. Det vil si at bølgeformen må ha en diskret oppløsning slik at frekvenskomponenter opp til RF kan beregnes. En “analog”-punktprøvingfrekvens f_{sa} på 10 ganger f_s ville løst problemet, det gir liten variasjonsmulighet for lengden T . For å få en større frihetsgrad i simuleringene ble f_{sa} valgt til å være $400 * f_s$, slik at 400 forskjellige verdier av T kan simuleres innenfor T_s .

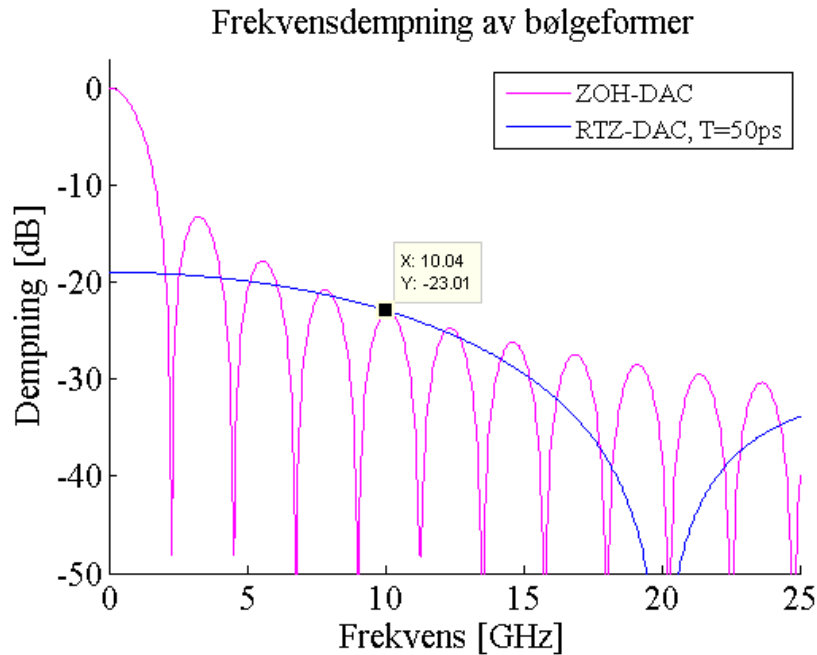
Siden bølgeformen $h(t)$ bestemmer sinc-dempningen, ble forskjellige lengder av T simulert. For å få RF-båndet godt innenfor hovedloben til sincen må T velges mindre enn $1/10GHz = 100ps$. I tillegg er det ønskelig å ha et helt og rikelig antall punktprøver innenfor tiden T . Dersom T velges til $50ps$ vil lengden T bestå av $50ps * f_{sa} = 45$ punktprøver. Et step på $50ps$ av T vil derfor føre til at lengden består av et helt antall punktprøver, noe som fører til at simuleringen blir korrekt. Bølgeformer med T lik 50, 100, 250ps, samt $T = T_s$ ble simulert, og resultatet er vist i figur 47. Figuren viser



Figur 47: Bølgeformer med frekvensspekter

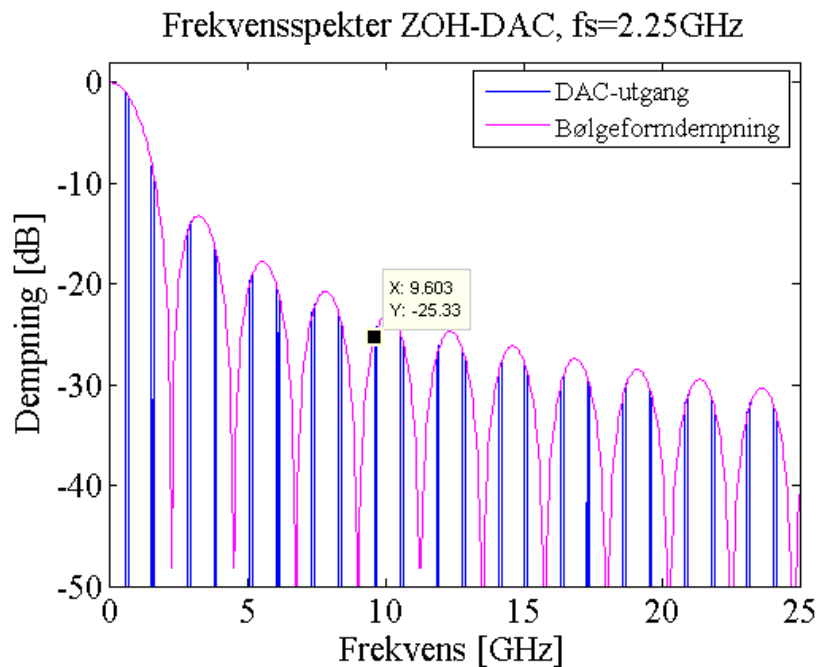
hvordan en kortere puls forflytter 1. nullpunkt opp i frekvens, samtidig som de lavere frekvensområdene dempes. Dersom $T = T_s$ vil 1. nullpunkt oppstå ved $f_s = 2.25GHz$. Når T minkes til henholdsvis 250, 100 og 50ps oppstår 1. nullpunkt ved henholdsvis $1/250ps = 4GHz$, $1/100ps = 10GHz$ og $1/50ps = 20GHz$.

Ut i fra figur 47 vises det at innholdet i lavere Nyquistbånd dempes mest når $T = 50ps$. For å vise hvordan frekvensinnholdet dempes i forhold til en ZOH-DAC, er disse to bølgeformene plottet sammen i figur 48. Figuren viser hvordan innholdet oppover i



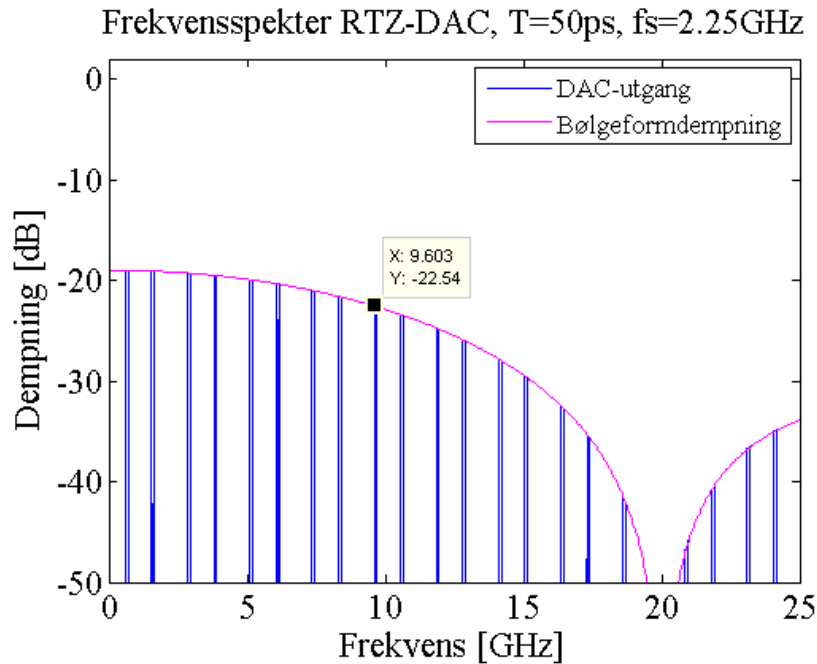
Figur 48: Frekvensdempning ZOH- og RTZ-DAC

Nyquistbåndene ikke deformeres av sincen, samtidig som innholdet i de lavere Nyquistbåndene vil dempes når $T = 50ps$. Bølgeformene vist i figur 48 ble sammen med basebåndsignalet sendt til DAC-omformeren, og frekvensspektrene vises i figur 49 og 50.



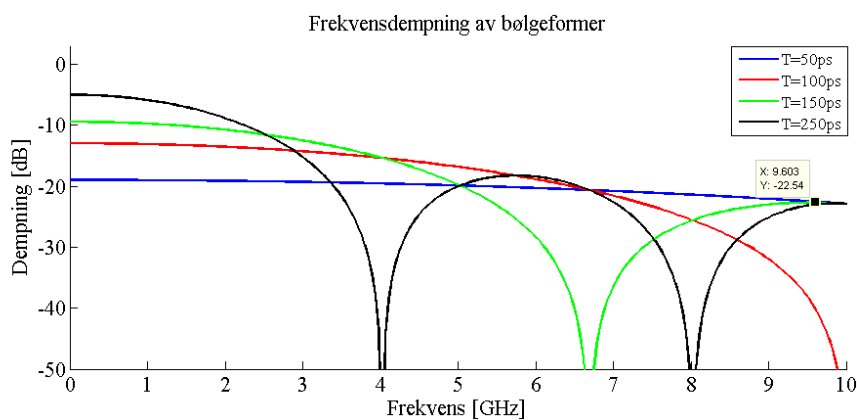
Figur 49: Frekvensspekter ZOH-DAC

I figur 49 og 50 er sinc-dempningen til bølgeformen tatt med, merket med rosa. Figur 49 viser hvordan innholdet i 9. Nyquistbånd deformeres av sincen, ved at 4. nullpunkt oppstår ved $9GHz$. I tillegg er styrkeforholdet mellom base- og RF-bånd kopien på over $25dB$. Deformeringen av 9. Nyquistbånd er mye mindre dersom RTZ-DAC med



Figur 50: Frekvensspekter RTZ-DAC

$T = 50\text{ps}$ benyttes, som vist i figur 50. I tillegg er innholdet i de lavereliggende Nyquistbåndene dempet i større grad. Både figur 49 og 50 viser hvordan frekvensinnholdet dempes i henhold til frekvensspekteret til bølgeformen. Det vil si at dempingen av frekvensspekteret til en DAC-utgang kan beskrives av frekvensdempningen til bølgeformen. Av den grunn ble frekvensspekteret til bølgeformen for $T = 50, 100, 150$ og 250ps plottet for de 9. første Nyquistbåndene, se figur 51. Denne figuren viser hvor-



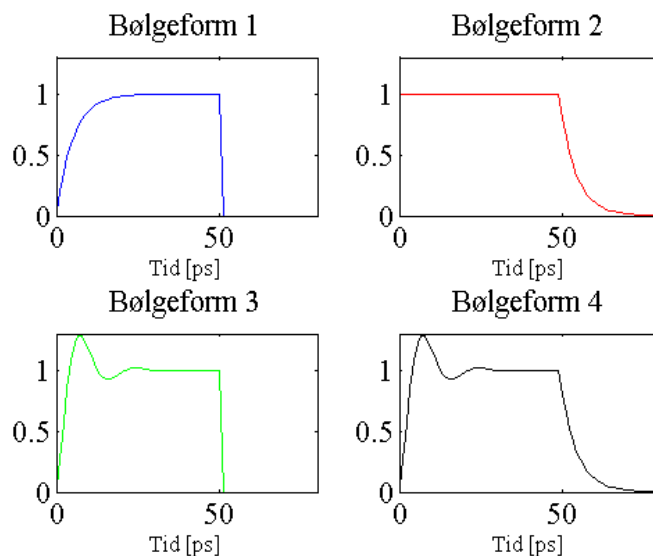
Figur 51: Frekvensdempning for forskjellige bølgeformer

dan frekvensinnholdet i de 9 første Nyquistbåndne dempes og deformeres avhengig av verdien på T .

Innføring av mer reelle bølgeformer

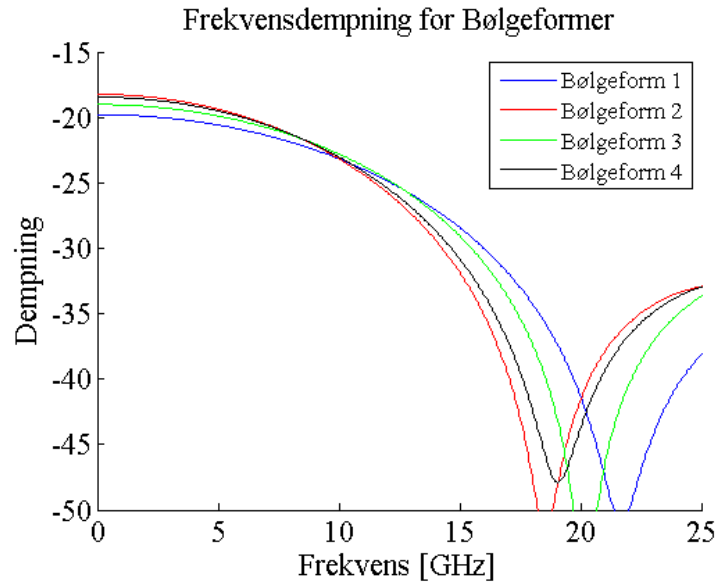
De foregående simuleringene har studert DAC-utganger med ideelle firkantpulser. Ideelle firkantpulser har uendelig båndbredde og er umulig å lage i reelle systemer. Av den grunn ble det simulert hvordan en mer reell bølgeform vil påvirke frekvensspekteret til DAC-utgangen. I en reell DAC vil oppnåelsen av riktig spenningsverdi skje gjennom en krets bestående av kondensatorer, spoler og motstander. Som en 1. ordens tilnærming kan oppnåelsen av riktig spenningsverdi sees på som en sprangrespons til en RC- eller RLC-krets. I en RTZ-DAC vil spenningsverdien også kortsluttes etter T sekunder. Siden kondensatorer ikke kan ha et sprang i spenningsverdien kan kortslutningen tilnærmes til en utladning av en RC-krets. For mer informasjon om sprangresponser og utladninger av RC- og RLC-kretser henvises det til appendiks A.

4 forskjellige bølgeformer ble simulert. Den faktiske bølgeformen i en reell krets vil variere fra krets til krets. Derfor studeres kun et lite utvalg av forskjellige bølgeformer. Hovedformålet med denne simuleringen er å illustrere hvordan mer reell bølgeform vil påvirke DAC-utgangen, ikke at en bestemt bølgeform vil oppstå i en gitt krets. Bølgeform 1 har en RC-krets oppladning, med en instantan kortslutning. Bølgeform 2 har en instantan oppladning, med en RC-krets utladning. Bølgeform 3 har en RLC-krets oppladning, med en instantan kortslutning. Den siste bølgeformen har en RLC-krets oppladning og en RC-krets utladning. RLC-krets oppladningen har en respons som er underdempet, for å få en respons som ligner på responsen i figur 22. Alle bølgeformene representerer en RTZ-DAC med $T = 50ps$, og er vist i figur 52.



Figur 52: "Reelle" bølgeformer

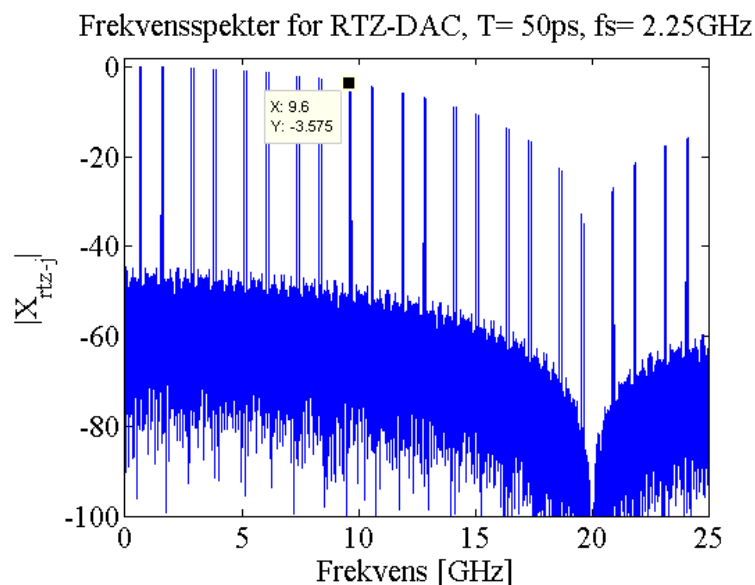
For å studere hvordan bølgeformene demper frekvensspekteret til DAC-utgangen, ble frekvensdempningen regnet ut og, resultatet er vist i figur 53. En ideell RTZ-DAC med $T = 50ps$ vil ha 1. nullpunkt ved $20GHz$. Figur 53 viser hvordan nullpunktet flyttes ettersom formen på bølgeformene endres i henhold til i figur 52.



Figur 53: Frekvensdempning for "reelle" bølgeformer

RTZ-DAC oppkonvertering med jitter

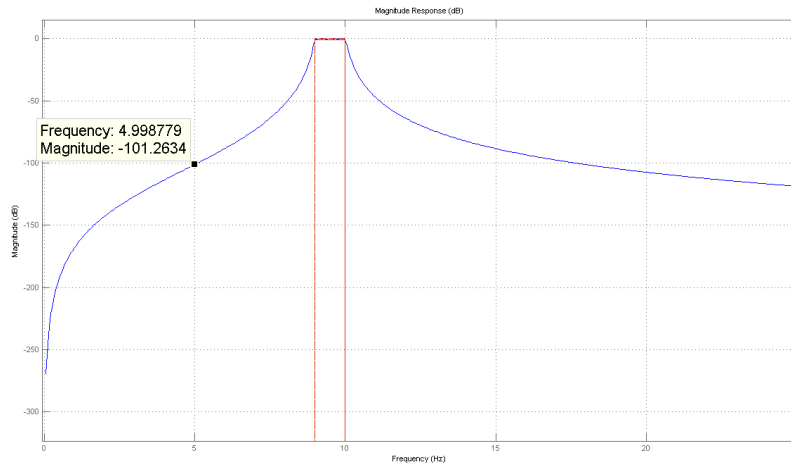
På samme måte som for SDC vil jitter sette begrensning på SNR for et SUC-system. Jitter vil føre til at tidspunktet for når DACen holder punktprøvningsverdien, vil fluktuere rundt det ideelle punktprøvingstidspunktet. Fluktuasjonen vil føre til at litt feil amplitudeverdi kommer på de ideelle punktprøvingstidspunktetene. Ved å legge til jitter på punktprøvningsvektoren til basebåndsignalet, ved hjelp av ligning (58), innføres denne amplitudefeilen. Basebåndsignalet med jitter lik $10ps$ ble sendt til DAC omformerer, og resultatet er vist i figur (54), hvor $T = 50ps$. Figur 54 viser hvordan kopier oppstår



Figur 54: Frekvensspekter RTZ-DAC med jitter, $T=50ps$, $t_j = 1ps$

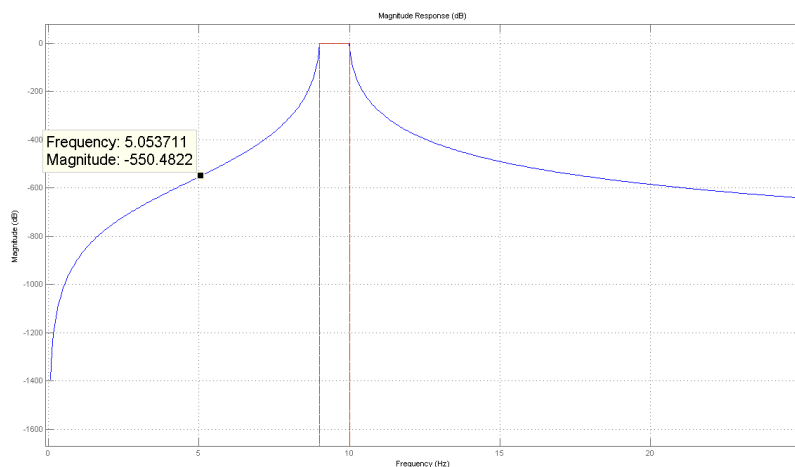
oppover i Nyquistbåndene, samt at støygulvet får en sinc-dempet form.

I et reelt system er det ønskelig å benytte et båndpassfilter etter RTZ-DAC utgangen, som henter ut riktig kopi i RF-båndet. Figur 54 viser at innholdet i RF-båndet er dempet med cirka 3.5dB . Siden støyen er dempet med tilsvarende faktor er det rimelig å anta at SNR er det samme etter at riktig RF-bånd er filtret ut. Av den grunn ble to forskjellige båndpassfilter med 9. Nyquistbånd som passbånd generert ved hjelp av MATLAB-verktøyet *fdatool*. Det første filteret var et 8. ordens Chebyshev båndpassfilter, med 1GHz båndbredde sentret rundt 9.5GHz . Ved hjelp av MATLAB-funksjonen *fvtool* er frekvensresponsen til 8. ordens filteret plottet i figur 55. *filter*-funksjonen i MATLAB ble benyttet



Figur 55: Frekvensrespons båndpassfilter med orden 8.

til å filtrere DAC-utgangen vist i figur 55. I tillegg ble et annet og bedre båndpassfilter benyttet, for å se hvordan kvaliteten til filteret vil påvirke SNR. Det forbedrede filteret er av samme type med lik båndbredde, men en høyere orden. Frekvensresponsen til dette filteret er vist i figur 56, hvor ordenen på filteret er 40 istedenfor 8. Markeringen i figur



Figur 56: Frekvensrespons båndpassfilter med orden 40.

55 og 56 viser hvordan dempingen utenfor passbåndet er mye brattere for filteret med høyest orden.

For å beregne SNR av de filtrerte resultatene ble beregningsmetoden i appendiks B benyttet, og resultatet er vist i tabell 8.

Tabell 6: SNR før og etter frekvenskonvertering

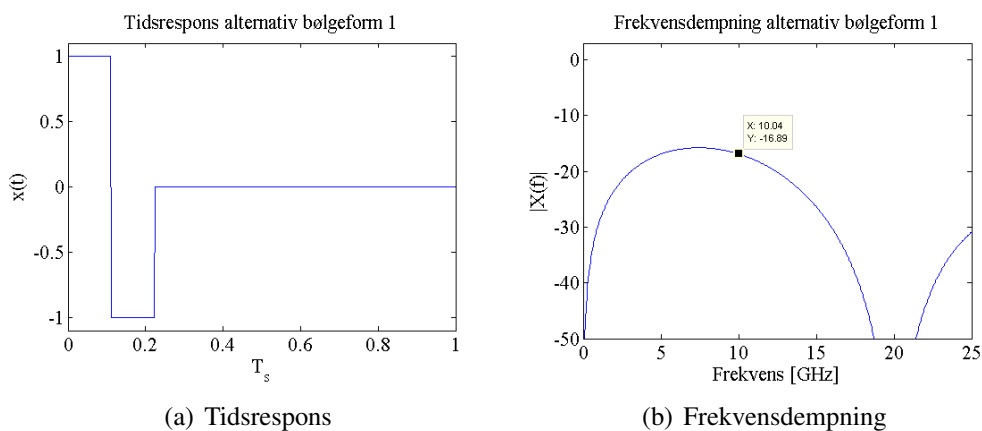
<i>SNR basebåndsignal, $\tau_j = 10ps$:</i>	<i>28.1dB</i>
<i>SNR etter 8. ordens båndpassfilter:</i>	<i>27.0dB</i>
<i>SNR etter 40. ordens båndpassfilter:</i>	<i>28.1dB</i>

Tabellen viser hvordan jitter på $10ps$ gir et SNR på $28dB$ for basebåndsignalet. Tilsvarende SNR finnes også etter båndpassfiltreringen. Tabell 6 viser også hvordan kvaliteten på filteret påvirker SNR.

Studie av alternative bølgeformer

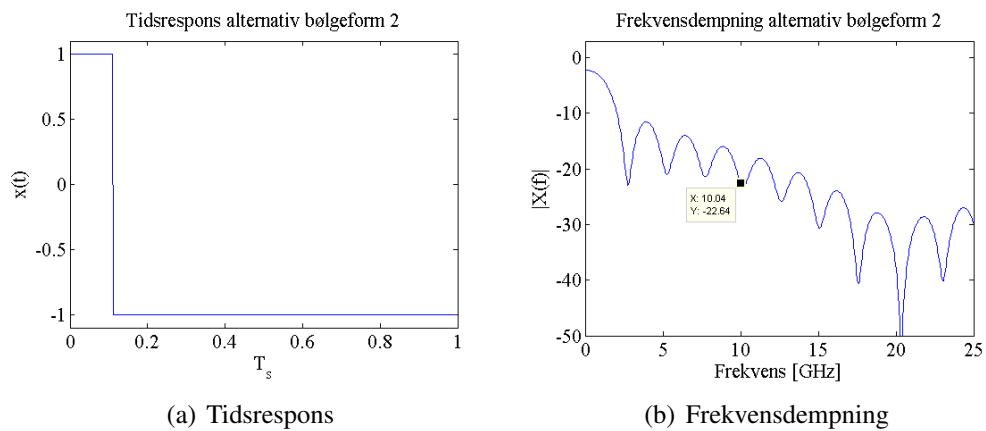
De foregående simuleringene har konsentrert seg om RTZ-DAC oppkonvertering, fordi en slik DAC finnes som hylleware. Som en liten avstikker til oppgaven har forskjellige bølgeformer også blitt studert, for å vise hvordan det er mulig å forme frekvensdempningen ved å endre bølgeformen.

Den 1. alternative bølgeformen tar utgangspunkt i en RTZ-DAC frekvensdempning med $T = 50ps$. Ved å legge til en tilsvarende negativt forløp når utgangen kortsluttes, se figur 57(a), fås frekvensdempningen vist i figur 57(b). Figur 57 viser at de lavere frekven-



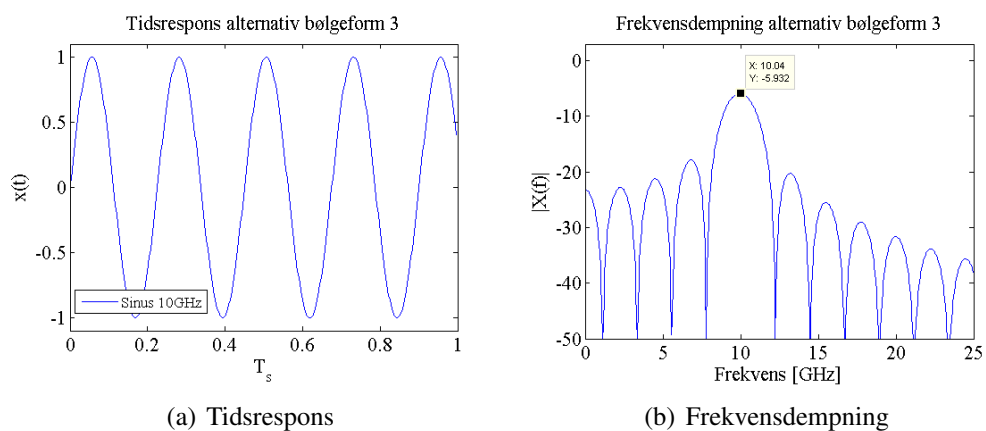
Figur 57: Alternativ bølgeform 1

skomponentene dempes mer, samtidig som innholdet rundt $10GHz$ dempes med cirka $17dB$. Alternativ bølgeform nummer 2 ble formet ved å holde den negative verdien gjennom den resterende delen av punktprøvingsintervallet, se figur 58(a). Figur 58(b) viser at frekvensdempningen får en sinc-lignende form, og at innholdet ved $10GHz$ dempes med rundt $22dB$.



Figur 58: Alternativ bølgeform 2

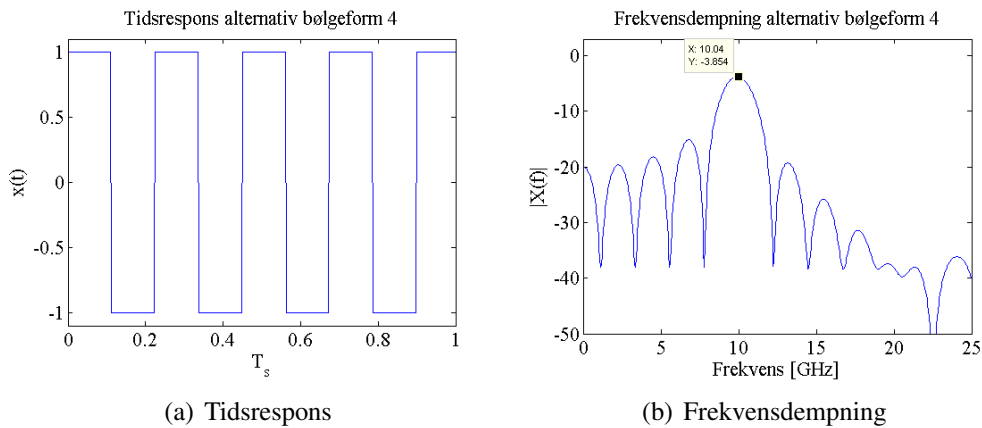
Den 3. alternative bølgeformen ble laget ved å utnytte egenskapene til folding. Dersom frekvensdempningen til en ZOH-DAC studeres, se figur 48, viser den at innholdet i 1. Nyquistbånd befinner seg innenfor hovedloben til sincen. Ved å folde frekvensspekteret til en ZOH-DAC med en sinus med ønsket RF-frekvens, vil hovedloben til sincen flyttes opp til RF. Foldingen i frekvensplanet er det samme som å multiplisere i tidsplanet. Det vil si at dersom hver punktprøve multipliseres med en bølgeform bestående av en sinus med RF-frekvens, vil frekvensdempningen til en ZOH-DAC flyttes opp til RF. Multiplikasjonen med RF er det prinsippet er det samme som en konvensjonell mikser benytter seg av, men den største forskjellen er at sinussignalet ganges på hver punktprøve. Superheterodyn-prinsippet ville først ha glattet ut utgangen til en ZOH-DAC, for så å gange det filtrerte resultatet med RF-frekvensen. I den 3. alternative bølgeformen, vist i figur 59(a), blir sinussignalet ganget direkte på en ZOH-DAC utgang, og frekvensdempningen vist i figur 59(b) oppnås. Figur 59 viser hvordan sinc-dempningen



Figur 59: Alternativ bølgeform 3

til en ZOH-DAC flyttes opp til 10GHz , samtidig som hovedloben dempes med 6dB . I stedet for å multiplisere med en sinus på alle punktprøvene er det mulig å benytte seg av den signalverdien som allerede finnes på utgangen til en ZOH-DAC. Ved å la den kjente verdien alternere mellom positiv og negativ verdi, med en frekvens tilsvarende 10GHz , vil frekvensspekteret til ZOH-DACen fortsatt bli flyttet opp til RF. Den 4. al-

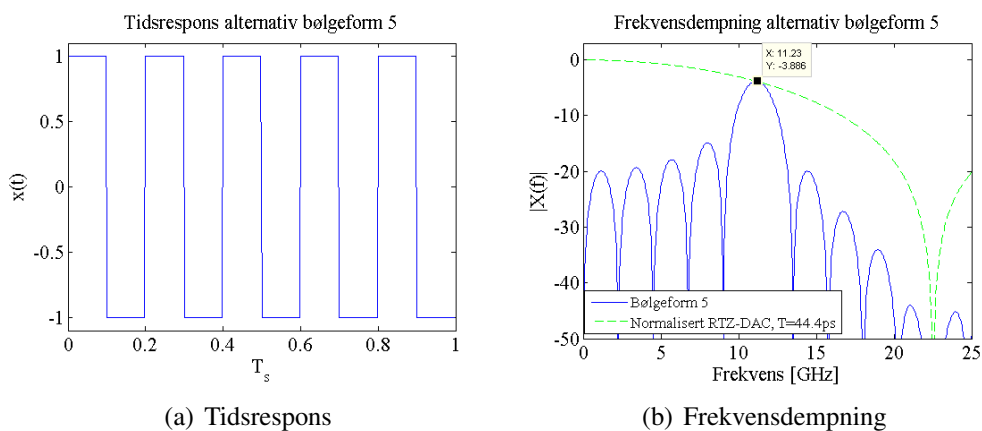
ternative bølgeformen er vist i figur 60(a), sammen med frekvensdempningen i figur 60(b). Figur 60 viser hvordan sincen fortsatt er flyttet opp til $10GHz$, samtidig som



Figur 60: Alternativ bølgeform 4

sinc-dempningen er deformeres. Innholdet ved $10GHz$ er i dette tilfellet dempet med $4dB$.

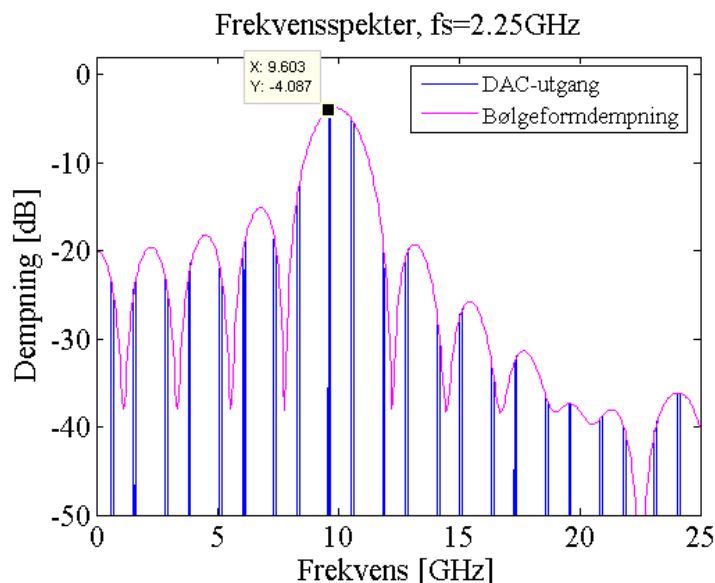
Den siste alternative bølgeformen ble laget på bakgrunn av at det var ønskelig å ha et helt antall bølgelengder innenfor punktprøvsperioden T_s . Ved å ha 5 hele bølgelengder innenfor T_s vil hovedloben bli flyttet opp til frekvensen $5 * f_s = 11.25GHz$. Bølgeform 5 er vist i figur 61(a), sammen med frekvensdempningen i figur 61(b). Frekvensdempningen er plottet sammen med en normalisert RTZ-DAC frekvensdempning med $T = 44.44ps$, merket med grønt, fordi de positive og negative flankene i figur 61(a) har en varighet på $T_s/10 = 44ps$. Figur 61 viser hvordan hovedloben til sincen flyttes



Figur 61: Alternativ bølgeform 5

opp til $11.25GHz$, samtidig som innholdet dempes av en ny sinc, med 1. nullpunkt ved $22.5GHz$. På grunn av den bredeste sincen dempes innholdet ved $11.25GHz$ med $4dB$.

Frekvensspekteret til en DAC-utgang med bølgeform 4 lagt til alle punktprøvene er vist i figur 62, hvor frekvensdempningen til bølgeform 4 også er tatt med og merket med rosa. Figur 62 viser hvordan innholdet ved $9.6GHz$ dempes med $4dB$, samtidig som resten

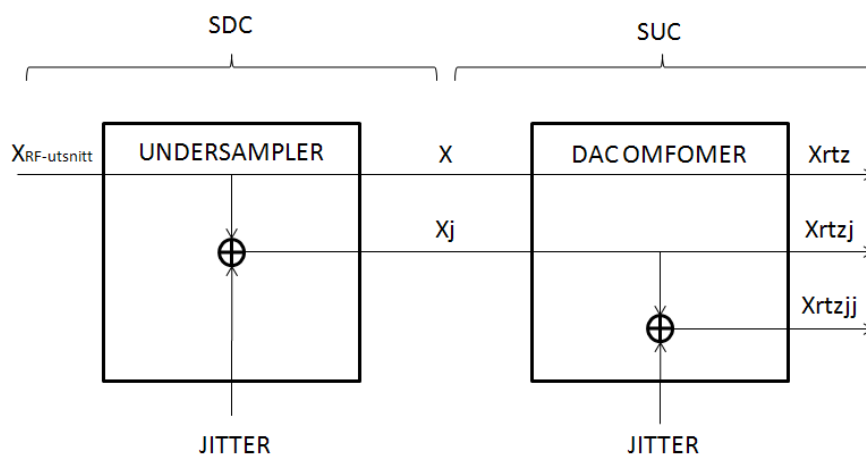


Figur 62: DAC-utgang

av frekvensspekteret dempes i henhold til frekvensdempningen til alternativ bølgeform 4.

3.3. Totalsystem

Et totalsystem med SDC og SUC ble ved hjelp av blokkdiagrammet i figur 63 simulert i MATLAB. RF-signalet definert i ligning (49), med frekvenskomponenter ved 9.6 og

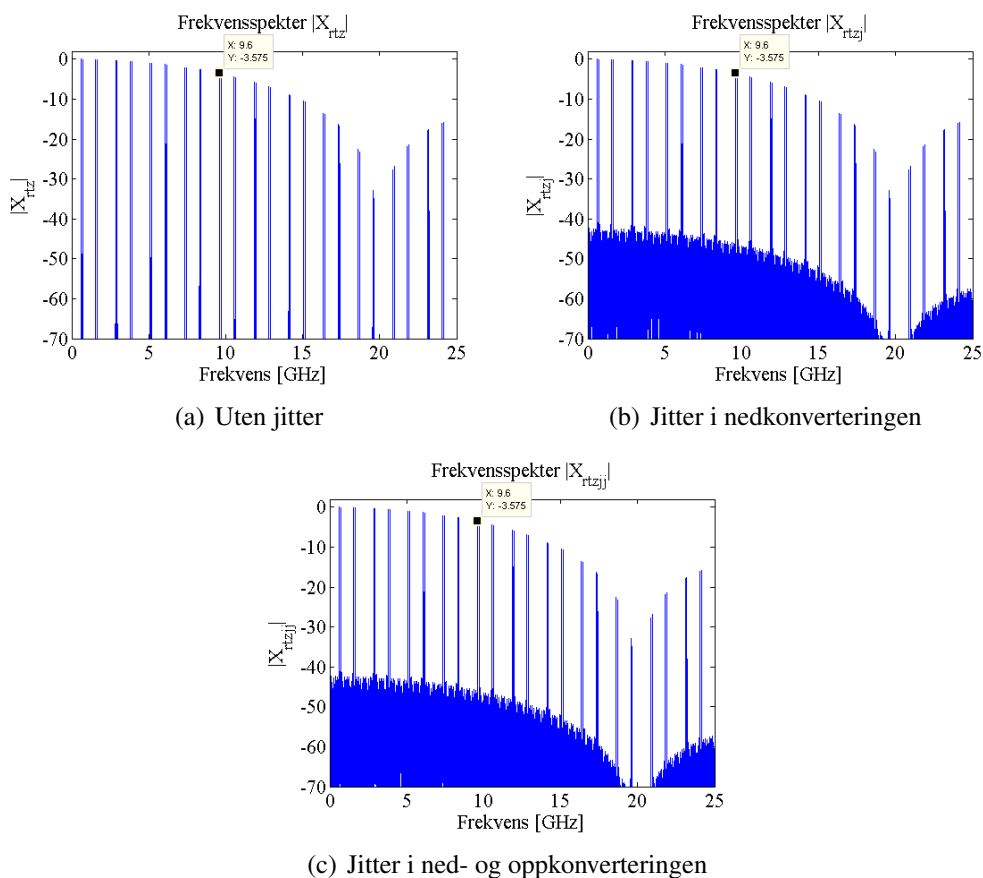


Figur 63: Blokkdiagram totalsystem

9.7GHz , ble undersamlet i henhold til figur 39, hvor den analoge båndbredde F_{co} satt til 20GHz og AT lik 4τ . Valgene av AT og F_{co} ble tatt utifra at et reelt system ønsker å ha god nok analog båndbredde og lang nok AT. Som i de foregående simuleringene ble kun et utsnitt av RF-signalet generert ved hjelp av punkprøvsvektoren i ligning (50), med en oppløsning på 10 punktpøver/ps. Det ble også simulert et resultat av

undersampleren hvor jitter med RMS-verdi på $1ps$ var lagt til. I figur 63 beskriver x det undersamplede resultatet uten jitter, og x_j resultatet med jitter. Både x og x_j ble deretter sendt til DAC-omformerer, hvor de ble omgjort til en RTZ-DAC utgang med $T = 50ps$. T ble valgt til $50ps$ for å begrense simuleringsdata, samtidig som RF-båndet vil finne seg godt innenfor hovedloben til sinc-dempningen. I DAC-omformerer ble den “analoge” punktprøvningsfrekvensen f_{sa} satt til samme verdi som i simuleringen av SUC alene. I tillegg til å generere DAC utganger av x og x_j , som henholdsvis x_{rtz} og x_{rtzj} , ble det generert en ekstra DAC utgang. Ved å legge til $1ps$ jitter på x_j i DAC omformerer ble også utgangen til en RTZ-DAC-utgang simulert. Jitteret i oppkonverteringen ble lagt til på samme måte som i simuleringene av SUC alene, og x_{rtzjj} beskriver denne utgangen i figur 63.

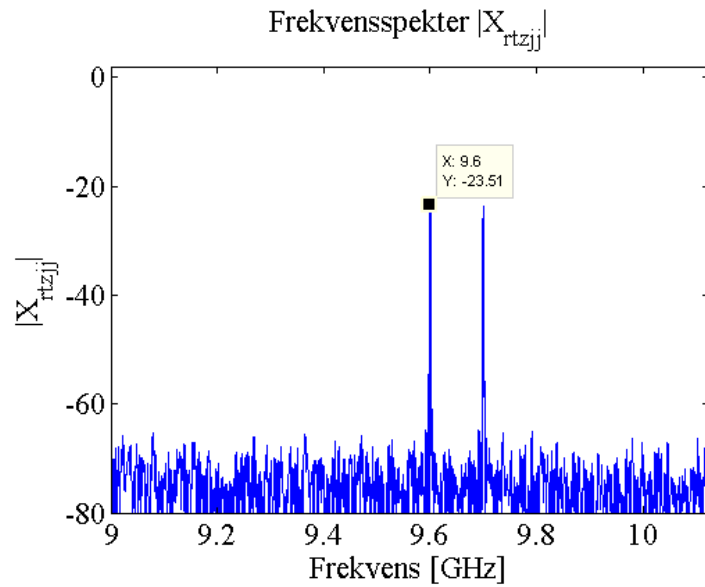
Frekvensspektrene til alle utgangssignalene i figur 63 er vist i figur 64. Figur 64(a) viser



Figur 64: Frekvensspekter for 3 forskjellige totalsystem-utganger

hvordan frekvensspekteret dempes av en sinc, som følger av RTZ-DACen, samtidig som innholdet dempes med $3.5dB$ i forhold til 1. Nyquistbånd. Innholdet i 9. Nyquistbånd dempes med tilsvarende samme faktor når jitter introduseres i nedkonverteringen, som vist i figur 64(b). Men jitteret vil føre til at et støygulv introduseres, som også dempes i henhold til sincen. Når jitter i tillegg innføres i oppkonverteringen viser figur 64(c) at støygulvet ikke forandres, fordi jitteret legges til basebåndsignalet som har mye lavere frekvens enn RF-siganlet som undersamples.

For å finne ut hvor mye totalsystemet i RF-båndet er dempet, altså 9. Nyquistbånd, ble resultatet i figur 64(c) vektet med maksimalverdien til RF-signalet sendt til undersampleringen. Innholdet i 9. Nyquistbånd vektet med denne verdien er vist i figur 65, og viser innholdet i 9. Nyquistbånd dempes med $23.5dB$



Figur 65: Frekvensspekter med jitter i ned- og oppkonverteringen

4. Praktiske laboratorieforsøk

Simuleringene av SDC og SUC viser at den formen for frekvenskonvertering fungerer i teori og ideelle systemer. Simuleringene har påpekt noen praktiske begrensninger, men beskriver ikke et reelt system fullstendig. Av den grunn har det blitt utført praktiske laboratorieforsøk for å underbygge simuleringene. Dette kapittelet er en beskrivelse av hvordan laboratorieforsøkene ble utført, samtidig som resultatene presenteres. For å teste SDC ble det brukt standard laboratorieutstyr i form av en signalgenerator og et digitalt oscilloskop. For SUC ble det i tillegg blitt brukt en oscillator, spenningsgenerator og båndpassfiltre, samt en RTZ-krets utviklet av forsker Tor Holmboe ved FFI. Selve forsøkene har tilsvarende oppdeling som for simuleringen, med SDC og SUC hver for seg først, deretter et totalsystem. Totalsystemet ble testet ved hjelp av en HERON FPGA-modul fra Hunt Engineering.

Kostnadmessige hensyn, samt at det var ønskelig å benytte eksisterende utstyr, førte til at laboratorieforsøkene ble utført på lavere frekvensområder enn de benyttet i simuleringene. Avhengig av hvilke frekvenser de forskjellige komponentene opererer på, har analysen blitt nedskalert til passende verdier. Fellesnevneren for laboratorieforsøkene er en basebåndfrekvens på $8MHz$, samt et tilsvarende "RF"-bånd i området rundt $150MHz$. Det vil si at det har blitt utført en 1-tone test istedenfor en 2-tone test som i simuleringene. Grunnen til det er fordi det er enklere å gjøre støyberegninger med en 1-tone, samt at signalet er lettere å kjenne igjen før og etter en frekvenskonvertering. Når totalsystemet analyseres blir først en 1-tone sendt igjennom systemet, før en 2-tone benyttes for validere simuleringene. Selv om forsøkene er utført på andre frekvensområder beskriver de prinsippene ved frekvenskonverteringen, som kan overføres til å gjelde for langt høyere frekvensområder, dersom enkelte forhåndsregler tas.

MATLAB er brukt som et visualiseringsverktøy, for å plote enkelte resultater i dette kapittelet. Denne MATLAB koden er ikke inkludert i et eget appendiks, men finnes i vedlagt ZIP-fil.

Videre følger en kort beskrivelse av komponentene brukt i forsøkene. Alle komponentene eies av FFI, og er avbildet i appendiks G i figur G.1 til G.9. I tillegg inneholder appendiks G et bilde av testoppsettet når totalsystemet ble testet med en 2-tone, se figur G.10. De eneste komponentene som ikke er avbildet i appendiks G er RTZ-kretsen og FPGA-modulen, da disse to kretsene er avbildet og bedre forklart i egne appendikser, henholdsvis appendiks C og D.

Signalgenerator 1

FLUKE 6060A Synthesized RF Signal Generator 100kHz to 1050MHz: RF signalgenerator med frekvensspenn fra $100kHz$ til $1050MHz$, og en oppløsning på $10Hz$. Harmoniske komponenter er mindre enn $-30dBc$, og ikke-harmoniske komponenter mindre enn $-60dBc$. Spennet på utgangsnivåer er fra $+13dBm$ til $-137dBm$ i 50Ω , med en oppløsning på $0.1dB$. For mer detaljert informasjon henvises det til [FLU].

Signalgenerator 2

HP 8656B Synthesized Signal Generator 100kHz to 990MHz: Signalgenerator med frekvensspenn fra $100kHz$ til $990MHz$, og en oppløsning på $10Hz$. Harmoniske kom-

ponenter er mindre enn $-30dBc$, og ikke-harmoniske komponenter mindre enn $-60dBc$. Spennet på utgangsnivåer er fra $+13dBm$ til $-127dBm$ i 50Ω , med en oppløsning på $0.1dB$. For mer detaljert informasjon henvises det til [HP/].

Oscillator

Stanford research systems, 2.05GHz synthesized clock generator, model CG635: Oscillator/klokkegenerator med frekvensspenn fra DC til $2.05GHz$. Fasestøyen er gitt til mindre enn $-90dBc$, og RMS-verdien av jitter er gitt til å være mindre enn $1ps$. Wander er også oppgitt til å være mindre enn $20ps$. Oscillatoren har tre utganger, hvor to av dem har en relativ faseforskjell på 180° kalt Q og \bar{Q} . For mer detaljert informasjon henvises det til [TTib].

Digitalt oscilloskop

Tektronix Digital Phosphor Oscilloscope TDS 7104: 8 bits digitalt oscilloskop med 4 analoge innganger, analog båndbredde på $1GHz$ og maksimal punktprøvningsrate på $10GHz$. Det er også mulig å endre den analoge båndbredden til $250MHz$ og $50MHz$ ved hjelp av innebygde filtre. Typisk verdi for jitter er $8ps$ RMS. Siden oscilloskopet er digitalt lagres punktprøvene av inngangssignalene i minnet til oscilloskopet. Disse punktprøvningsverdiene er mulig å eksportere til en minnepinne i form av en .dat-fil. Denne .dat-filen er mulig å lese i MATLAB ved hjelp av den innebygde funksjonen *textread('filnavn')*. På den måten overføres punktprøvene fra ADCen i oscilloskopet over til en matrise i MATLAB. For mer detaljert informasjon henvises det til [Tek].

Spenningsgenerator

TTi CPX400A DUAL 60V 20A PSU: Spenningsgenerator med 2 utganger, spenningsforsyning fra 0 til $60V$ og strømforsyning fra 0 til $20A$. For mer detaljert informasjon henvises det til [TTia].

Båndpassfiltre

TTE, Chebyshev Bandpass Filters: 3 Chebyshev filtre av 9. orden er brukt i denne oppgaven, med kontakttypen SMA. Filtrene har et innskuddstap på $5dB$. Se appendiks E for testrapport av filtrene fra leverandøren.

Filter L6203: Senterfrekvens $40MHz$, $3dB$ -båndbredde $2MHz$.

Filter L6204: Senterfrekvens $130MHz$, $3dB$ -båndbredde $10MHz$.

Filter L6205: Senterfrekvens $130MHz$, $3dB$ -båndbredde $10MHz$.

50Ω 's termineringer

I støyberegningene har det blitt brukt 2 stykk 50Ω 's termineringer.

Terminering 1: Kontakttype: SMA

Terminering 2: Kontakttype: BNC

Effektdelere

For å kunne splitte et signal til to grener er det blitt brukt 3 tilnærmet like effektdelere fra *HUBER+SUHNER*. Disse fordeler effekten likt, ved at $1/4$ av effekten går til hver gren, som tilsvarer et tap på $6dB$. Effektdeleren med SMA kontakter har en båndbredde fra DC til $12.4GHz$, mens de to med BNC har en båndbredde fra DC til $2GHz$. Det er også mulig å bruke effektdelerne motsatt vei, slik at to signaler summeres til en felles utgang.

Effektdeler 1: Kontakttype: SMA

Effektdeler 2: Kontakttype: BNC

Effektdeler 3: Kontakttype: BNC

Koaksialkabler brukt som forsinkelser i RTZ-krets

Som forsinkelser til RTZ-kretsen har det blitt brukt 2 forskjellige semi-rigide koaksialkabler, med kontakttypen SMA.

Koaksialkabel 1: Lengde: 47.8cm, Diameter: 0.2cm

Koaksialkabel 2: Lengde: 85.0cm, Diameter: 0.2cm

RTZ-krets

En bryterkrets laget av forsker Tor Holmboe ved FFI. Hovedformålet til kretsen er å slippe igjennom et inngangssignal for en gitt tidsperiode, gitt av en forsinkelse og en oscillator. Forsinkelsen bestemmes ved å koble til en koaksialkabel med en gitt lengde. Forsyningsspenningen til kretsen er $\pm 8V$, og bryteren har en analog båndbredde på 300MHz. Alle innganger og utganger er typen SMA. Virkemåten forklares bedre i appendiks C.

FPGA-modul

For å kunne analysere SDC og SUC sammen i et totalsystem ble FPGA-modulen *HERON-IO5-DO* fra Hunt Engineering benyttet, fordi modulen er godt kjent i miljøet på FFI, samt at den inneholder en ADC og DAC som muliggjør frekvenskonvertering ved hjelp av SDC og SUC. FPGAen, en Virtex-II FPGA fra Xilinx®, ble konfigurert til å sende den digitale dataen urørt igjennom systemet og direkte til DACen. Denne konfigurasjonen er utviklet og lastet opp av forsker Tor Holmboe, da FPGA funksjonaliteten er utenfor interesseområdet til oppgaven. FPGA-modulen ble også konfigurert til å benytte seg av en ekstern klokkekilde, slik at RTZ-kretsen og FPGA-modulen kunne benytte seg av samme klokkekilde. Appendiks D inneholder en bedre beskrivelse av FPGA-modulen, og beskriver hvordan modulen ble klargjort for laboratorieforsøket av totalsystemet.

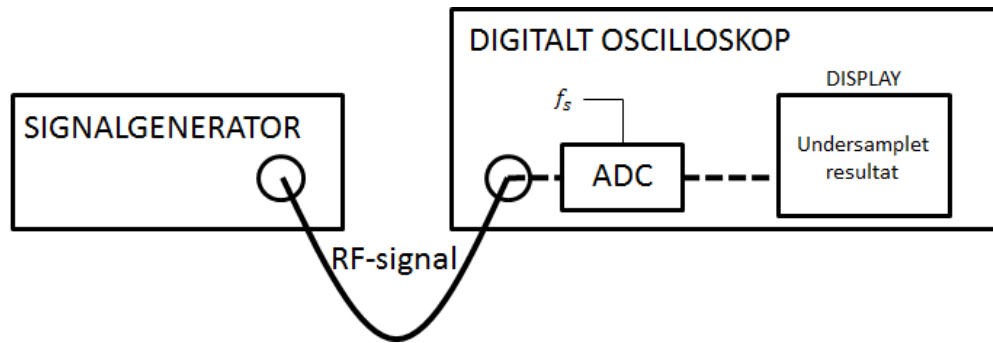
Koaksialkabler og overganger

For å koble sammen alle komponentene i laboratorieforsøket benyttes det koaksialkabler med kontakttypen BNC eller SMA. Siden flere av komponentene har forskjellige kontakttyper ble det brukt flere overganger. Disse overgangene er ikke tatt med eller beskrevet i oppgaven, da de ikke påvirker systemet i stor grad.

4.1. Sampling Down Conversion

Undersampling med et digitalt oscilloskop

SDC benytter undersampling for å få et analogt RF-signal ned til et basebånd. For å teste det i praksis kan en signalgenerator og et digitalt oscilloskop benyttes, fordi oscilloskopet har en innebygget ADC som punktprøver og digitaliserer den analoge inngangen. Samtidig har det digitale oscilloskopet muligheten til å punktprøve med forskjellige rater, slik at en undersampling er mulig. Figur 66 viser hvordan SDC ble testet. Figuren viser hvordan signalgeneratoren sender et "RF"-signal til oscilloskopet, hvor det undersamples ved hjelp av en ADC. Signalstyrken til RF-signalet ble satt til $+2dBm$ i 50Ω , som tilsvarer en amplitude på $400mV$. Denne amplituden ble målt til $380mV$



Figur 66: Undersampling i praksis

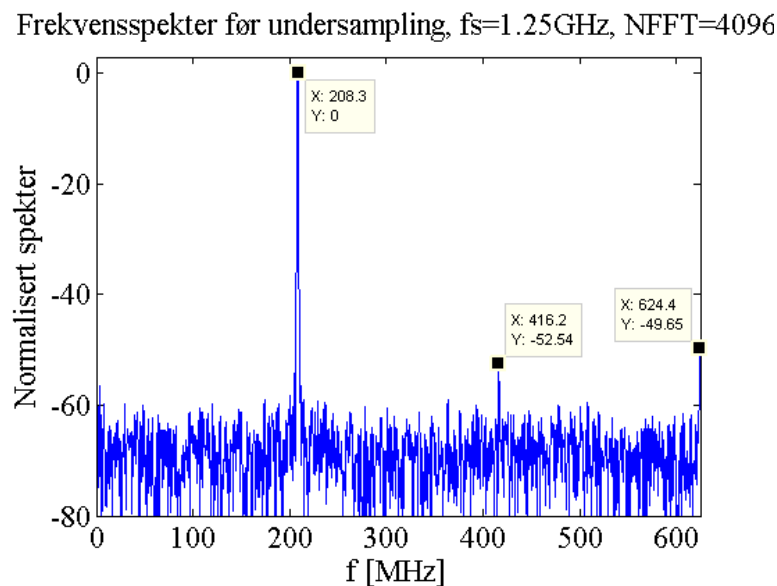
på oscilloskopet. Oscilloskopet kan punktprøve med følgende rater i MHz -området; 500, 250, 125, 50 og $25MHz$. En undersamlingsrate på $50MHz$ ble valg, som fører til at 1. og 9. Nyquistbånd omfatter følgende frekvensområde.

$$1. \text{ Nyquistbånd} \in [0, 25]MHz \quad (68)$$

$$9. \text{ Nyquistbånd} \in [200, 225]MHz \quad (69)$$

For å legge “RF”-signalet i 9. Nyquistbånd ble frekvensen på signalgeneratoren satt til $208MHz$, en frekvens $8MHz$ over grensen til Nyquistbåndet.

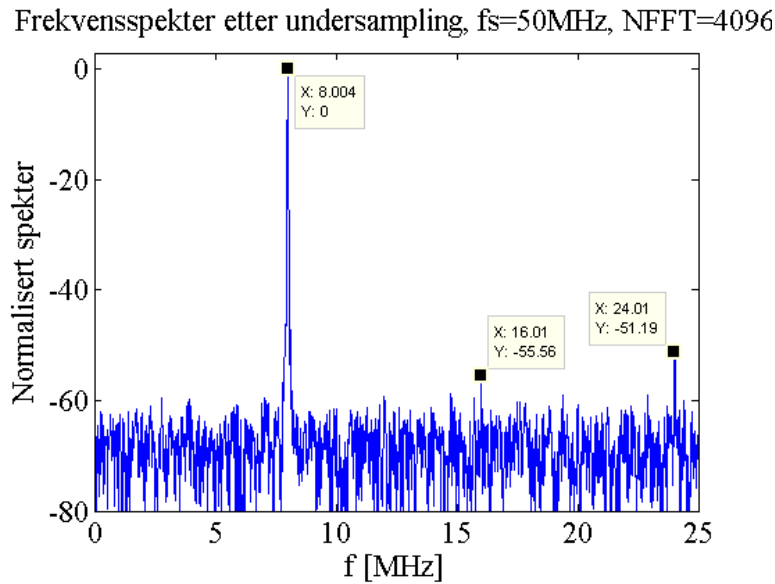
“RF”-signalet ble først oversamlet med en rate på $1250MHz$, og 2500 punktprøver ble hentet ut fra oscilloskopet og åpnet i MATLAB. I MATLAB ble frekvensresponsen beregnet og resultatet er vist i figur 67. Figuren viser hvordan “RF” signalet oversam-



Figur 67: “RF”-signal før undersampling

ples, ved at 1. Nyquistbånd omfatter frekvensområdet DC til $625MHz$. Riktig “RF”-frekvens er markert i figur 67, sammen et støygulv rundt $60dB$ lavere. Figuren viser også hvordan signalgeneratoren inneholder 2. og 3. harmoniske frekvenskomponenter av “RF”-frekvensen, ved henholdsvis 416 og $624MHz$. Antall punkter brukt i utregningen av frekvensspekteret $NFFT$ var 4096.

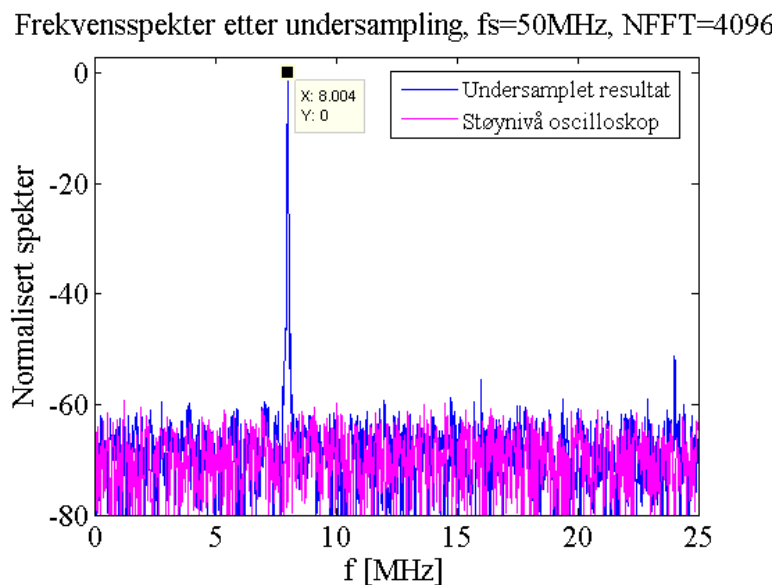
Etter at RF-signalet var kontrollert, ble det undersamlet med 50MHz . 2500 punktprøver ble hentet ut, og frekvensspekteret er plottet ved hjelp av MATLAB, se figur 68. Figur 68 viser hvordan en undersampling med 50MHz fører "RF"-signalet på 208MHz



Figur 68: Undersamlet resultat med $f_s = 50\text{MHz}$

ned til basebåndfrekvensen 8MHz . I tillegg inneholder frekvensspekteret komponenter ved 16 og 24MHz , sammen med et støygulv.

Dersom figurene 67 og 68 sammenlignes har begge tilsvarende støygulv. For å sjekke om støygulvet kommer fra oscilloskopet, ble det terminert med terminering 2. Ved hjelp av 2500 punktprøver ble frekvensspekteret til støyen fra oscilloskopet beregnet i MATLAB, og er plottet sammen med figur 68 i figur 69. Figur 69 viser hvordan det er oscil-



Figur 69: Undersamlet resultat med $f_s = 50\text{MHz}$, sammen med skopstøy

loskopet som fører til støygulvet. Dersom SNR skal beregnes ut fra frekvensspektrene

i figur 67 og 68, vil oscilloskopet være den største bidragsyteren til støy. Det betyr at støynivået til signalgeneratoren ikke vises i figur 67 og 68. For å kontrollere SNR ble det regnet ut ved hjelp av metoden i appendiks B. Som figur 67 viser inneholder “RF”-signalet 2 overharmoniske komponenter. I delkapittel 2.3 defineres SNR som et signal til støy forhold dersom overharmoniske komponenter ikke beregnes som støy. Hvis de overharmoniske komponentene inkluderes i støyeffekten beregnes SINAD istedenfor SNR. Siden de overharmoniske komponentene ligger i høyereliggende Nyquistbånd foldes de ned til 1. Nyquistbånd i undersamplingen, som vist i figur 68. Etter nedfoldingen vil ikke de tidligere overharmoniske komponentene være overharmoniske komponenter av basebåndfrekvensen. For å få et likt referansegrunnlag ble SINAD beregnet isteden, ved å se på alle andre frekvenskomponenter enn “RF” og basebåndfrekvensen som støykomponenter. Alle støyberegninger videre i oppgaven beregner SINAD istedenfor SNR. Siden de overharmoniske komponentene er svake vil ikke forskjellen i SINAD og SNR være stor. I figur 67 er SINAD kun $0.4dB$ lavere enn SNR. Resultatet fra SINAD beregningene er vist i tabell 7, som viser at SINAD er tilsvarende før og etter undersampling rundet ned til nærmeste tiendels dB .

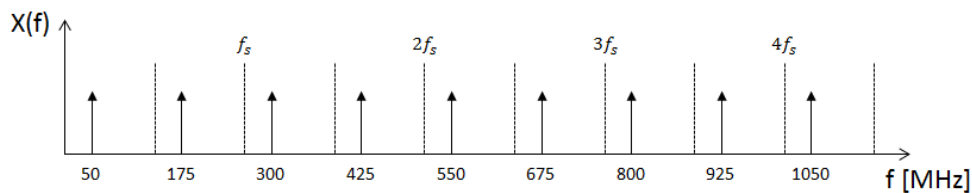
Tabell 7: SINAD før og etter undersampling

f_s	SINAD
1250MHz	37.6dB
50MHz	36.7dB

Betydningen av jitter og analog båndbredde

I simuleringene ble betydningen av jitter og analog båndbredde simulert ved å endre på disse to verdiene. Men siden det digitale oscilloskopet har en fast verdi for jitter og en gitt analog båndbredde, ble inngangsfrekvensen variert istedenfor. Dersom SNR avhengigheten til jitter studeres, se ligning 29, vil SNR bli påvirket av både jitter og inngangsfrekvensen. Det vil dermed si at SNR avhengigheten kan studeres enten ved å variere jitteret, eller inngangsfrekvensen. På samme måte er det mulig å analysere den analoge båndbredden ved å variere inngangsfrekvensen, istedenfor å variere den analoge båndbredden for et gitt inngangsfrekvens.

Databladet til oscilloskopet [Tek] viser at jitteret til den innebygde klokken er oppgitt til å typisk $8ps$ RMS. Som beregnet i tabell 7 vil signalgeneratoren ha SINAD på cirka $37dB$. Dersom jitter hadde vært den eneste støykomponenten i oscilloskopet, samt at signalgeneratoren hadde vært støyfri, ville SNR på $37dB$ tilsvart en punktprøving av et inngangssignal på cirka $280MHz$, med $8ps$ RMS jitter. Det vil si at dersom det punktprøves på et signal over $280MHz$ fra signalgeneratoren, vil jitterstøyen øke, slik at SNR og SINAD minker. For å vise hvordan jitteret vil sette en begrensning, samt at SNR/SINAD minker når frekvensen øker, ble det punktprøvet på 9 forskjellige inngangssignaler med en rate på $250MHz$. Inngangssignalene er vist i figur 70, hvor Nyquistbåndene til $f_s = 250MHz$ er markert. Som figuren viser er alle signalene er lagt $50MHz$ over grensen til Nyquistbåndet. Det vil si at resultatet av en undersampling i oddetalls



Figur 70: Forskjellige inngangssignaler vist i henhold til Nyquistsbånd, $f_s = 250\text{MHz}$

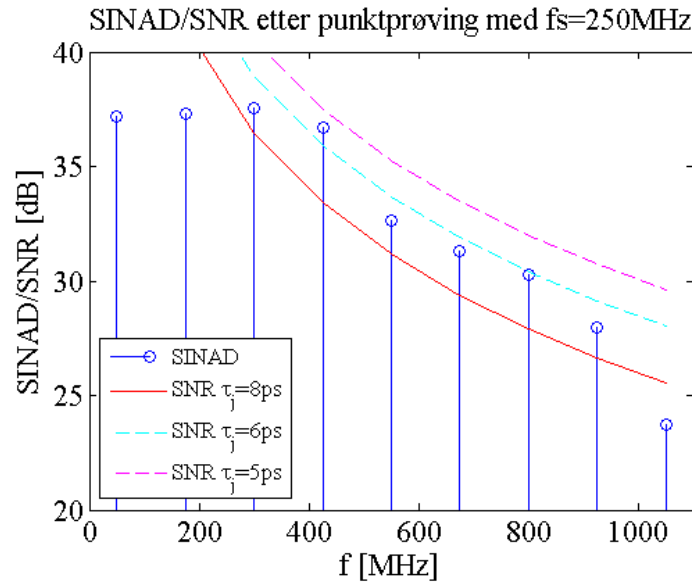
Nyquistbånd foldes ned til 50MHz , og resultatet fra partalls Nyquistbånd nedfoldes til $125 - 50 = 75\text{MHz}$.

2500 punktprøver av alle inngangssignalene ble hentet ut fra oscilloskopet. Tabell 8 viser hvilket SINAD inngangssignalene hadde etter undersamplingen på oscilloskopet, hvor metoden beskrevet i appendiks B ble benyttet i utregningen. Tabellen inneholder også en kolonne hvor den teoretiske SNR avhengigheten til jitter er tatt med, utregnet med jitter lik 8ps RMS og rundet av til nærmeste tiendels dB . Tabell 8 viser at SNR og

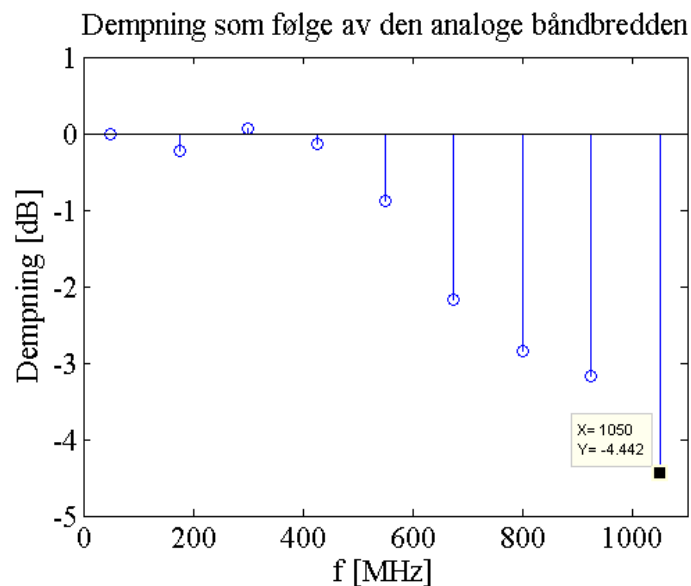
Tabell 8: Teoretisk SNR og målt SINAD, med $f_s = 250\text{MHz}$

Innsignal	$SNR_{teoretisk}$	SINAD
1050MHz	26.6dB	23.7dB
925MHz	27.7dB	28.0dB
800MHz	27.9dB	30.3dB
675MHz	29.4dB	31.3dB
550MHz	31.2dB	32.6dB
425MHz	33.4dB	36.7dB
300MHz	36.4dB	37.5dB
175MHz	41.1dB	37.3dB
50MHz	52.0dB	37.1dB

SINAD minker når det punktprøves på høyere frekvenser. Figur 71 viser tabell 8 grafisk, hvor målt SINAD er merket med blått og teoretisk SNR merket med rødt. I tillegg viser figur 71 teoretisk SNR for jitter lik 6ps , merket med cyan. SINAD målingene ser ut til å stemme bedre overens med en jitter i området rundt 6ps . Men det er viktig å huske på at signalgenerator 1 produserer overharmoniske komponenter, slik at SINAD faktisk er lavere enn SNR. Av den grunn vises også teoretisk SNR for jitter lik 5ps i figur 71. Figur 71 viser hvordan jitterstøyen minker SINAD og SNR, og at det er rimelig å anta at jitteret den interne klokka på oscilloskopet ikke er 8ps , men i området rundt 5ps . I tillegg til å måle SINAD ble frekvensspekteret til alle de undersøpte resultatene beregnet i MATLAB. Alle frekvensspektrene ble normalisert til maksimalamplituden når inngangssignalet på 50MHz ble oversamlet. På den måten var det mulig å beregne hvor mye inngangssignalene dempes av den analoge båndbredden til oscilloskopet, se figur 72 for resultatet. Den analoge båndbredden er ikke den eneste faktoren som påvirker resultatet av undersamplingen. Figur 73 viser frekvensspekteret etter undersampling med følgende inngangsfrekvenser; 50 , 675 og 1050MHz . I figur 73(a) er inngangssignalet oversamlet fordi inngangsfrekvensen er lavere enn 2 ganger punktprøvingfrekvensen. Figuren viser hvordan det punktprøvede resultatet har et støygulv ved

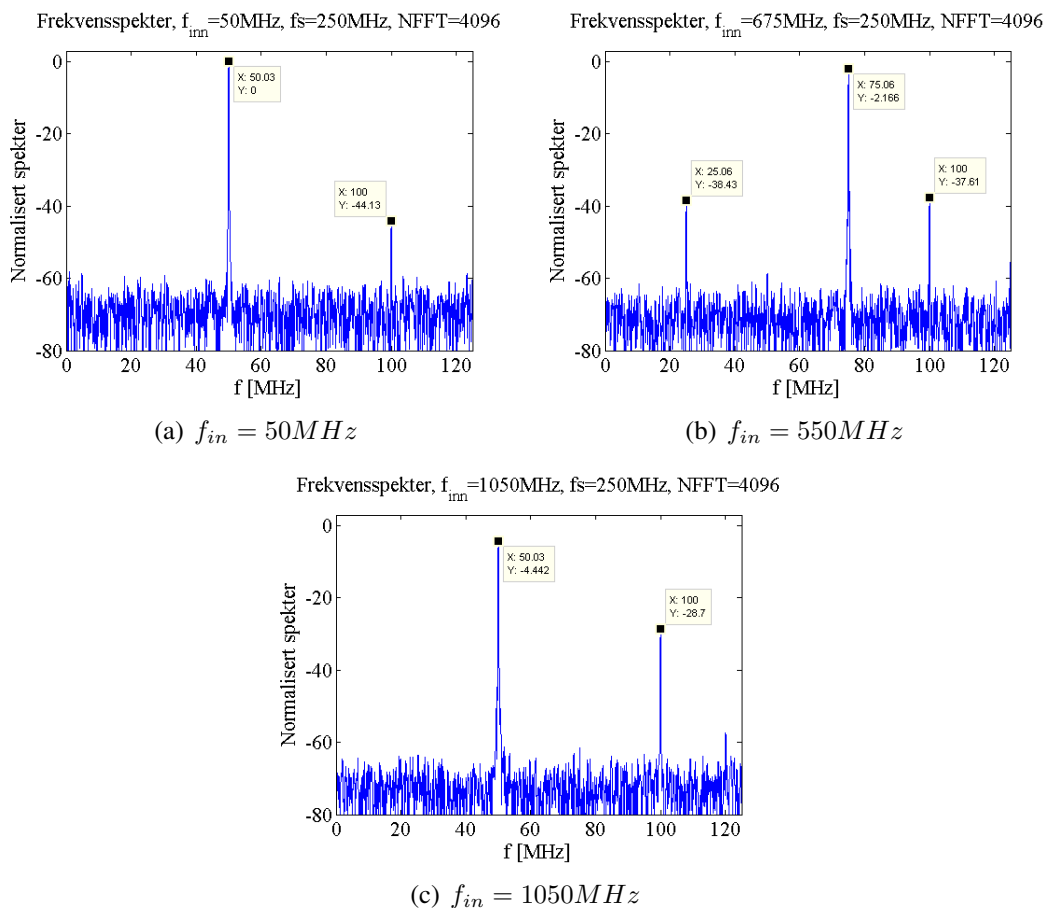


Figur 71: SNR etter punktprøving med $f_s = 250\text{MHz}$



Figur 72: Dempning etter punktprøving med $f_s = 250\text{MHz}$

-60dB , sammen med en overharmonisk komponent på 100MHz . Når inngangssignalet økes til 675MHz , viser figur 73(b) hvordan inngangssignalet kopieres ned til 75MHz . Tilsvarende støygulv og frekvenskomponent ved 100MHz i figur 73(b), sammen med en frekvenskomponent ved 25MHz . Figur 73(c) viser resultatet av en undersampling med en inngangsfrekvens på 1050MHz . Et støygulv på -60dB finnes også i dette tilfellet, samtidig som en frekvenskomponent finnes ved 100MHz rundt 30dB lavere.



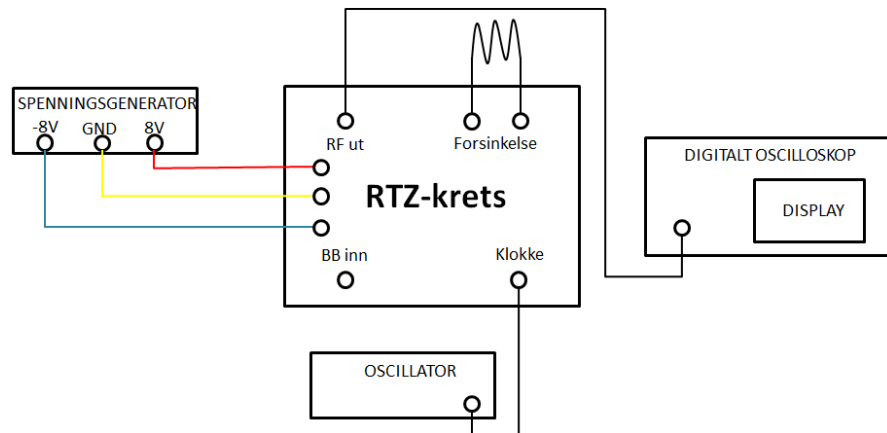
Figur 73: Frekvensrespons etter punktprøving med $f_s = 250MHz$

4.2. Sampling Up Conversion

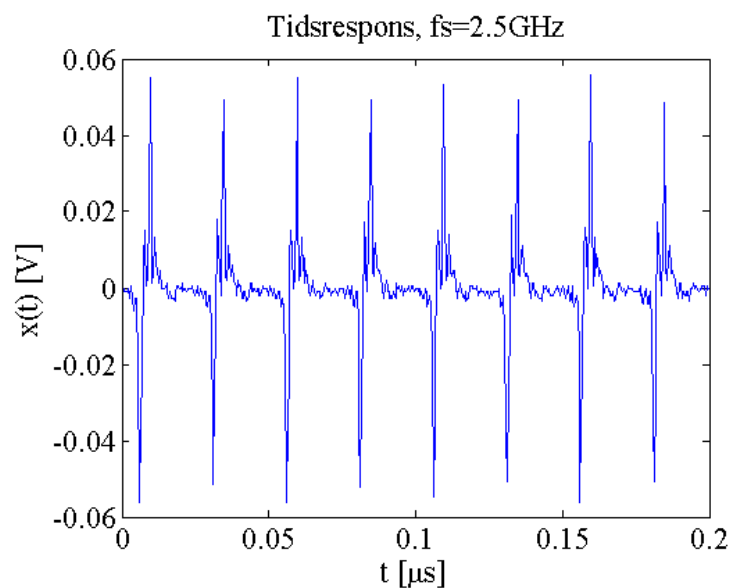
Beskrivelse og testing av RTZ-krets

SDC oppnår konvertering opp i frekvens ved å båndpassfiltrere direkte på utgangen til en RTZ-DAC. Som vist i figur 32 vil en ZOH-DAC sammen med en RTZ-krets utføre samme jobben. For å studere egenskapene til denne frekvenskonverteringen har det derfor blitt utviklet en RTZ-krets, som testes og analyseres i dette laboratorieforsøket. RTZ-kretsen er utviklet av forsker Tor Holmboe, og er bedre forklart i appendiks C. Hovedfunksjonen til kretsen er at den slipper igjennom et inngangssignal i et gitt tidspunkt, hvor dette tidspunktet er gitt av en oscillator og lengden på en koaksialkabel.

RTZ-kretsens karakteristikk ble analysert før den ble brukt som en frekvenskonverter. Ved hjelp av oppkoblingen i figur 74 ble kretsens internstøy studert, ved å terminere BB_{in} kontakten med terminering 1. Q utgangen på oscillatoren ble benyttet, med en signalstyrke på $300mV$ og frekvensen $40MHz$. 25000 punktprøver av utgangen til RTZ-kretsen ble hentet ut fra oscilloskopet med en punktprøvingssrate på $2.5GHz$. Tidsresponsen til RTZ-kretsen er vist i figur 75, hvor et utsnitt på $2\mu s$ er plottet ved hjelp av MATLAB. Figuren viser hvordan utgangen har en form for glitch karakteristikk, med en frekvens på $40MHz$. Det sees ved at det er totalt 8 svingninger innenfor en tidsluke



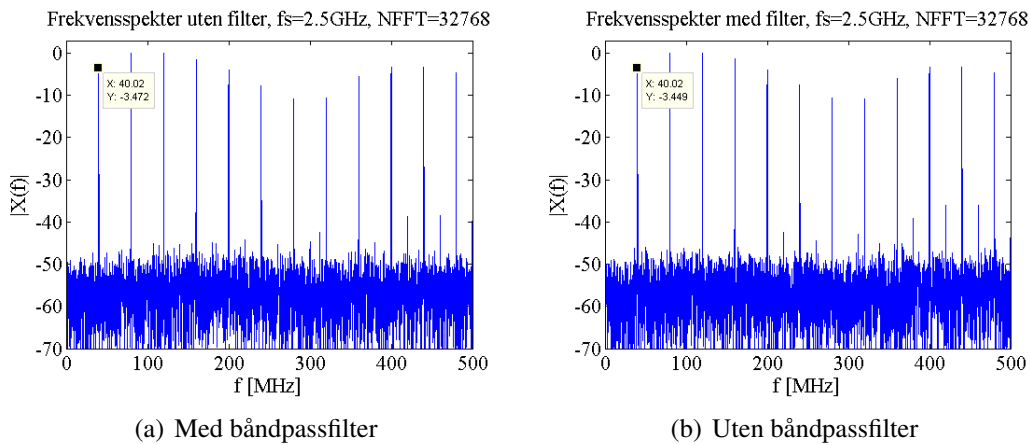
Figur 74: Oppsett for test RTZ-krets



Figur 75: Tidsrespons uten innsignal, men med oscillator

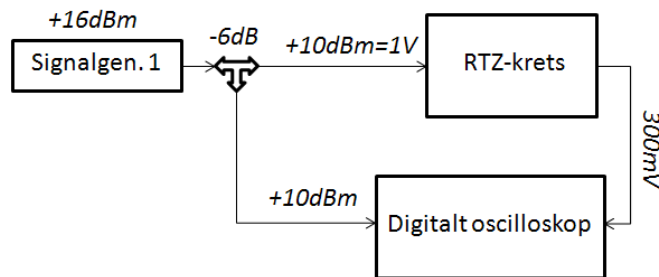
på $0.2\mu\text{s}$ ($8/0.2\mu\text{s} = 40\text{MHz}$). For å se om glitch karakteristikken kommer fra oscillatoren eller ikke, ble båndpassfilteret *L6203* med senterfrekvens på 40MHz koblet til mellom oscillatoren og RTZ-kretsen. Figur 76 viser frekvensspekteret til RTZ-utgangen med og uten filteret koblet til, beregnet i MATLAB. Figuren viser at frekvensspektrene er identiske, ved at spekteret inneholder grunntonen og overharmoniske komponenter av oscillatorfrekvensen på 40MHz , samt et støygulv.

Ideelt sett skal inngangen til RTZ-kretsen være et trappesteg-signal fra en ZOH-DAC, hvor hver punktprøve av et basebåndsignal holdes konstant over hele punktprøvsperioden T_s . Som en tilnærming til trappesteg-signalet kan en sinus med basebåndfrekvens benyttes, fordi kun en liten del av basebåndsignalet slippes igjennom RTZ-kretsen. Det vil medføre at signalverdien ikke holdes helt konstant i T sekunder, men at utgangen vil følge en sinusform av basebåndsignalet i dette tidsrommet. Ved hjelp av oppkoblingen vist i figur 74 ble utgangen til en RTZ-DAC tilnærmet. Signalgenerator 1 ble brukt til å generere 1- tone med basebåndfrekvens 8MHz og signalstyrke på $+16\text{dBm}$ i 50Ω . 1-tonen ble splittet ved hjelp av effektdeler 1 og koblet til BB_{in} kontakten på RTZ-



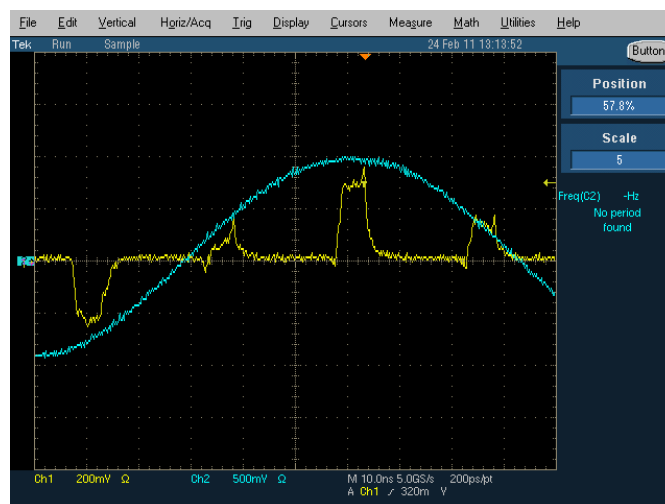
Figur 76: Frekvensspekter med og uten båndpassfilter

kretsen og oscilloskopet. $+16\text{dBm}$ ble valgt for å en ønsket spenning på $+10\text{dBm}$ eller 1V på inngangen til RTZ-kretsen. Det er ikke ønskelig å ha en inngangsspenning på over 1V , da det kan føre til at RTZ-kretsen klipper de mest negative verdiene. Forsyningsspenningen, forsinkelsen og klokkesignalet var uendret i dette forsøket. Figur 78



Figur 77: Oppkobling for analyse av inngangssignal og utgang til RTZ-krets

viser skjermbildet fra oscilloskopet, hvor inngangssignalet markert i blått og det utgangen til RTZ-kretsen markert i gult. Figuren viser at inngangssignalet slippes gjennom en



Figur 78: Inngangs- og utgangssignal plottet sammen

gitt periode, og gjentas med en rate gitt av oscillatoren. Den samme glitch karakteristikken vises også i denne figuren, med en negativ og positiv overlaging tilsvarende den i figur 75. Figur 78 viser også at inngangssignalet dempes gjennom RTZ-kretsen, slik at utgangen får en amplitude på rundt $300mV$. For å vise hvordan styringssignalet påvirker bryterprosessen, ble styringssignalet målt med en probe sammen med utgangen til RTZ-kretsen. Resultatet av målingen er vist i figur 79, hvor styringssignalet er markert med rosa og utgangssignalet i gult. Figur 79 viser hvordan lengden på styringssignalet avgjør



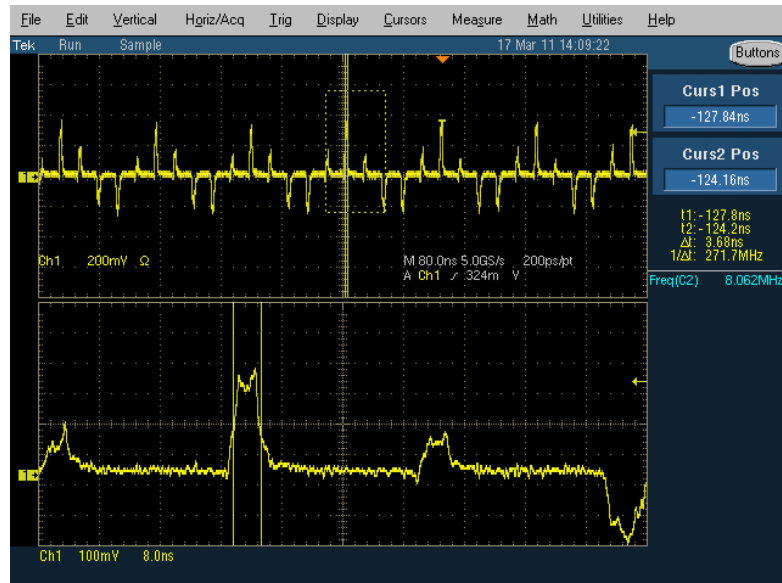
Figur 79: Styre- og utgangssignal plottet sammen

hvor mye av inngangssignalet som slippes igjennom. Styringssignalet er forskjøvet litt i tid i forhold til utgangssignalet, men det kommer av at proben som målte styringssignalet har en forsinkelse i forhold til koaksialkabelen fra RTZ-kretsen til oscilloskopet.

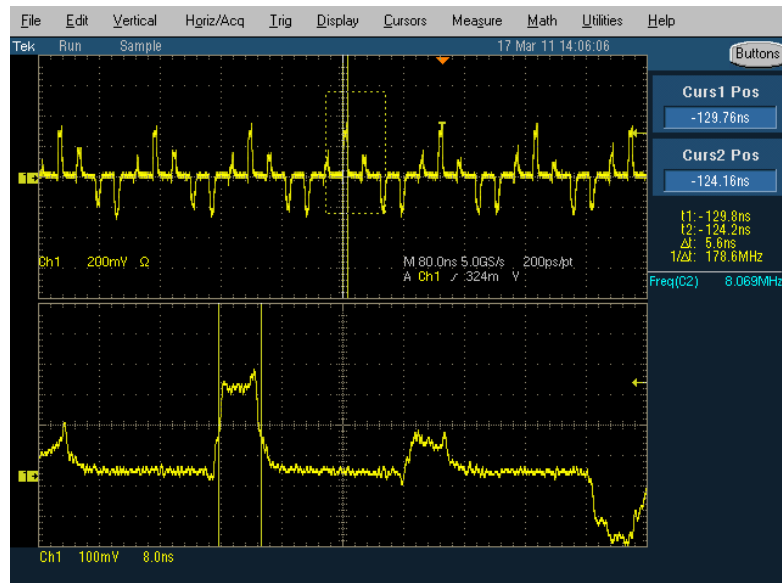
Kopiering til høyereliggende Nyquistbånd

Som beskrevet i appendiks C vil lengden på koaksialkabelen bestemme lengden på styringssignalet, og dermed bestemme hvor mye av inngangssignalet som slippes igjennom RTZ-kretsen. I simuleringene vises det at frekvensspekteret til en RTZ-DAC dempes avhengig av lengden på parameteren T . For å vise det i praksis ble det utført målinger hvor koaksialkabel 1 og 2 ble brukt som forsinkelser. Ved å benytte oppkoblingen i figur 77 ble utgangen til RTZ-kretsen analysert med det digitale oscilloskopet. Skjermbildene fra oscilloskopet er vist i figur 80, hvor lengden på RTZ-parameteren T måles ved hjelp av funksjonen *cursor* på oscilloskopet. Som figuren viser er det zoomet inn på et lite område av utgangssignalet. Med koaksialkabel 1 som forsinkelse viser figur 80(a) at RTZ-kretsen i det tilfellet tilnærmer en RTZ-DAC utgang med $T = 3.68ns$. Når koaksialkabel 2 benyttes vil forsinkelsen være lenger, fordi kabelen har en lenger fysisk lengde. Det vises også i figur 80(b), hvor RTZ-kretsen tilsvarende en RTZ-DAC med $T = 5.6ns$. I både figur 80(a) og 80(b) er lengden på T målt fra midten av stigetiden til midten av falltiden av pulsen.

Siden RTZ-kretsen skal brukes som en konverterer opp i frekvens er det interessant å studere frekvensspekteret til utgangen. Av den grunn ble 25000 punktprøver av ut-



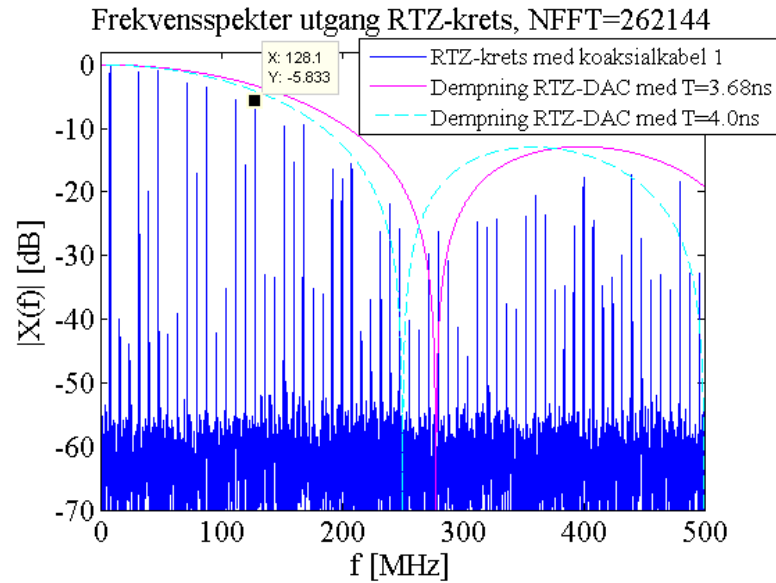
(a) Forsinkelse: Koaksialkabel 1



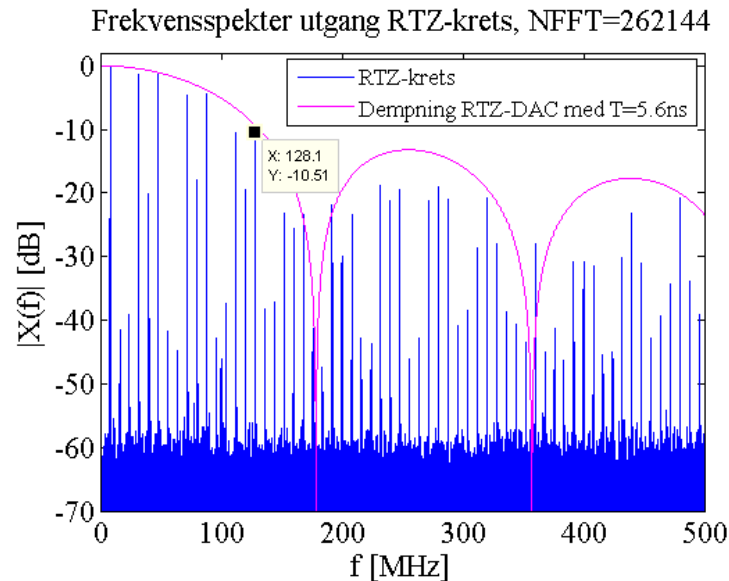
(b) Forsinkelse: Koaksialkabel 2

Figur 80: Tidsutsnitt av RTZ-krets utgang med to forskjellige forsinkelser

gangssignalene vist i figur 80 hentet ut fra oscilloskopet, med en punktprøvsrate på 2.5GHz . Figur 81 viser frekvensspekteret til de to tilfellene, hvor dempningen til en ideell RTZ-DAC (merket med rosa) også er tatt med, for å vise hvordan utgangen dempes i forhold til en ideell RTZ-DAC. Med koaksialkabel 1 som forsinkelse sier teorien at 1. nullpunktet i sinc-dempningen på utgangen skal forekomme ved $1/3.68\text{ns} = 271.7\text{MHz}$. Men som figur 81(a) viser stemmer dempningen i frekvens bedre overens med en RTZ-DAC med $T = 4.0\text{ns}$, merket med cyan. Flere grunner kan være årsaken til den forskjellen, men den mest sannsynlige er at målingsmetoden byttet i figur 80 var unøyaktig. Når koaksialkabel 2 benyttes med $T = 5.6\text{ns}$ vil 1. nullpunktet i teorien oppstå ved $1/5.6\text{ns} = 178.6\text{MHz}$. Figur 81 viser hvordan RTZ-kretsen genererer kopier av



(a) Forsinkelse: Koaksialkabel 1



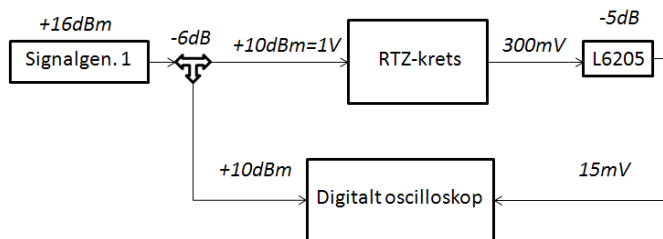
(b) Forsinkelse: Koaksialkabel 2

Figur 81: Frekvensspekter av RTZ-krets utgang med to forskjellige forsinkelser

basebåndsignalet oppover i alle Nyquistbåndene, samtidig som innholdet dempes i henhold til en RTZ-DAC. I figur 81(a) og 81(b) er det viktig å legge merke til at grunntonen og overharmoniske komponenter av klokkefrekvensen også vises. De er ikke kopier av basebåndsignalet, men frekvenskomponenter som genereres internt i RTZ-kretsen. I figur 81 er den 7. kopien ved 128MHz markert i begge tilfellene. Kopien i 7. Nyquistbånd er dempet med 5.8dB i forhold til basebåndfrekvensen når koaksialkabel 1 benyttes som forsinkelse, og dempet med 10.5dB når koaksialkabel 2 benyttes.

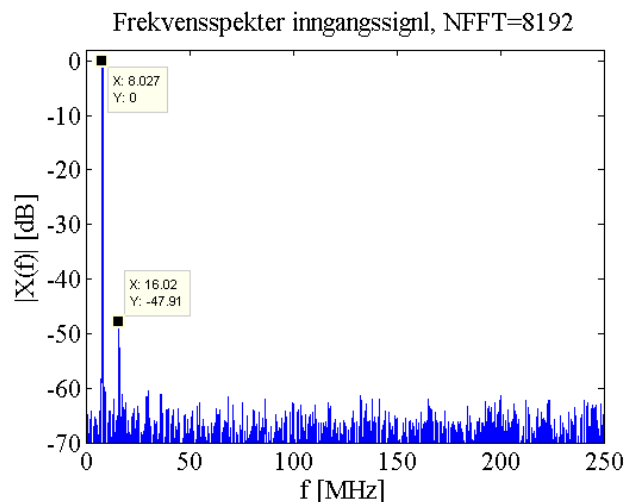
Konvertering i frekvens med et båndpassfilter

Som figur 81 viser inneholder utgangen til RTZ-kretsen kopier av basebåndsignalet oppover i Nyquistbåndene. Ved å benytte et båndpassfilter er det mulig å filtrere ut en av kopiene, og dermed utføre en frekvenskonvertering. Av den grunn ble båndpassfilteret L6205 koblet til utgangen av RTZ-kretsen, se 82 for oppkobling. Båndpassfilteret befinner seg i 7. Nyquistbånd, og filtrer ut frekvensinnholdet i 7. Nyquistbånd. 5000



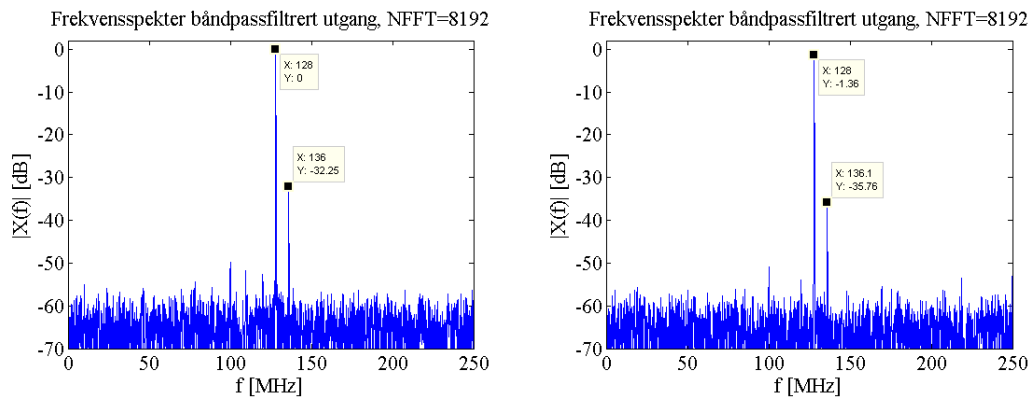
Figur 82: Oppkobling for analyse av inngangssignal og båndpassfiltrert utgangssignal

punktprøver av inngangssignalet og utgangssignalet med de to forskjellige forsinkelsene ble hentet ut fra oscilloskopet, med en punktprøvsrate på 500MHz . Figur 83 viser hvordan inngangssignalet består av en sterk frekvenskomponent ved 8MHz , samtidig som en 2. harmonisk frekvenskomponent ved 16MHz finnes rundt 50dB lavere. Frekvensspekteret etter RTZ-kretsen og båndpassfilteret er vist i figur 84, hvor begge



Figur 83: Frekvensresponsen til inngangssignalet

figurene er normalisert til frekvenskomponenten ved 128MHz når koaksialkabel 1 benyttes som forsinkelse. Figur 84(a) viser at alle frekvenskomponentene utenfor passbåndet til båndpassfilteret er filtret vekk, slik at utgangen kun består av en frekvenskomponent ved 128MHz , en kopi av basebåndfrekvensen, og en svakere komponent ved 136MHz , som er en kopi av 2. harmoniske til basebåndfrekvensen. Tilsvarende komponenter finnes i figur 84(b), sammen med et støygulv ved -60dB . Maksimalamplituden til utgangen med koaksialkabel 1 som forsinkelse ble målt til 15mV , mens når koaksialkabel 2 ble brukt ble maksimalamplituden målt til 13mV . Dette stemmer godt



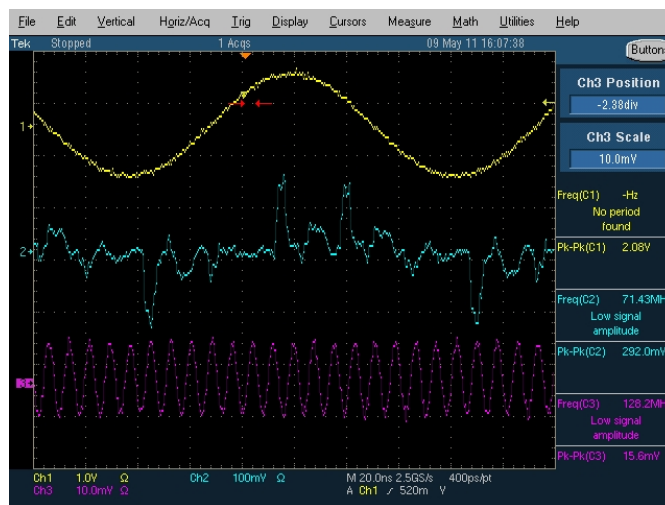
(a) Forsinkelse: Koaksialkabel 1

(b) Forsinkelse: Koaksialkabel 2

Figur 84: Frekvensspekter etter båndpassfiltrering

overens med resultatet i figur 84, som viser at komponenten ved 128MHz blir svakere dersom koaksialkabel 2 benyttes som forsinkelse.

For å få et helhetsbilde av frekvenskonverteringen ble tidsresponsen til inngangen, utgangen av RTZ-kretsen og den båndpassfiltrerte utgangen studert på oscilloskopet, se figur 85 hvor koaksialkabel 1 er brukt som forsinkelse. Figur 85 viser hvordan base-

**Figur 85:** Tidsrespons før og etter RTZ-krets, samt etter båndpassfiltrering

båndsignalet (merket med gult) slippes igjennom i et lite tidsrom av RTZ-kretsen (merket med blått). Utgangen etter båndpassfiltrering (merket med lilla) viser at basebåndsignalet er konvertert opp til 128MHz .

Beregning av SINAD før og etter frekvenskonvertering

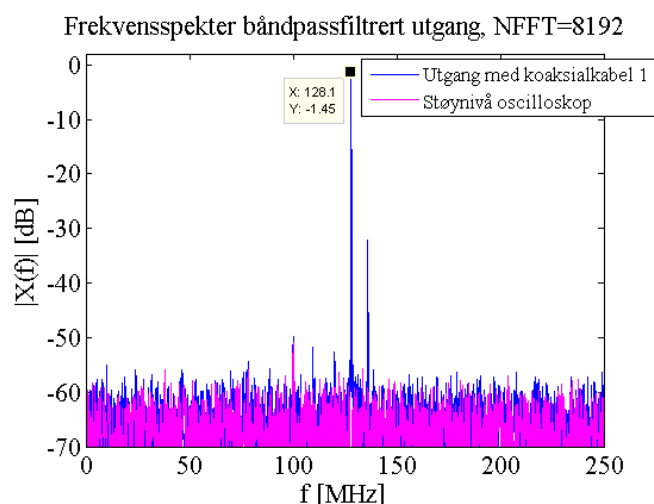
I simuleringene ble jitter lagt til basebåndsignalet og SNR beregnet før og etter frekvenskonverteringen. Den simuleringen viste at selve konverteringen i frekvens ikke har noen innvirkning på SNR. For å gjøre tilsvarende beregninger i laboratorieforsøket ble SINAD før og etter frekvenskonverteringen beregnet ved hjelp av metoden beskrevet i

appendiks B. Resultatet av beregningen vises i tabell 9, hvor SINAD faller med cirka 9.5dB etter frekvenskonverteringen. For å sjekke om dette fallet i SINAD kommer av

Tabell 9: SINAD før og etter frekvenskonvertering

<i>SINAD inngangssignal:</i>	<i>37.2dB</i>
<i>SINAD etter båndpassfilter, med koaksialkabel 1 som forsinkelse:</i>	<i>28.8dB</i>
<i>SINAD etter båndpassfilter, med koaksialkabel 2 som forsinkelse:</i>	<i>28.6dB</i>

støyen oscilloskopet innfører, ble inngangen på oscilloskopet terminert med terminering 2. 5000 punktprøver av denne støyen ble hentet ut med en rate på 500MHz , slik at frekvensspekteret kunne beregnes. Figur 86 viser frekvensspekteret til støyen (merket med rosa), plottet sammen med figur 84(a). Figuren viser at støygulvet generert



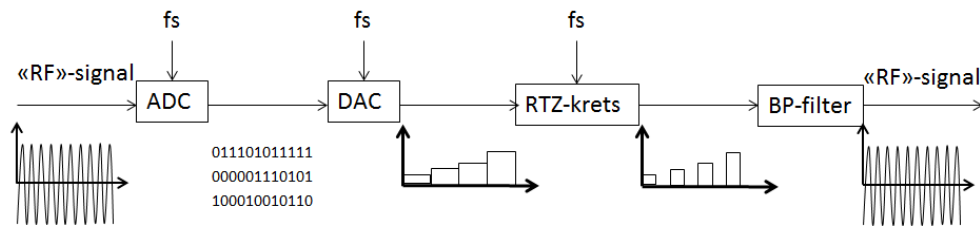
Figur 86: Frekvensrespons etter båndpassfiltrering, sammen med støyen fra oscilloskopet

av oscilloskopet tilsvarer støygulvet i figur 84(a). Det tyder på at SINAD begrenses av oscilloskopet i dette tilfellet, og ikke av selve frekvenskonverteringen.

4.3. Totalsystem

I delkapittel 3.3 blir SDC og SUC benyttet sammen i et totalsystem, hvor et 2-tone RF-signal i 9. Nyquistbånd konverteres til og fra et basebånd. For å utføre et tilsvarende laboratorieforsøk ble komponentene i figur 87 benyttet. Figuren viser hvordan et RF-signal nedkonverteres og digitaliseres med en ADC, for så å bli sendt direkte til en ZOH-DAC som gjør signalet analogt igjen. Etter ZOH-DACen blir signalet sendt gjennom en RTZ-krets, som omgjør utgangen til en RTZ-DAC. Etter RTZ-kretsen båndpassfiltreres signalet, og riktig frekvenskomponent filtreres ut.

Den største forskjellen fra simuleringene er at det i dette forsøket først ble utført en 1-tone test, for deretter å utføre tilsvarende forsøk med en 2-tone. Felles for de to

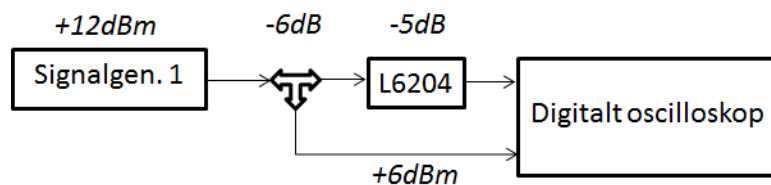


Figur 87: Test av totalsystemet

forsøkene er punktprøvningsfrekvensen på 40MHz , og at “RF”-signalet befinner seg i 7. Nyquistbånd fra 120 til 140MHz . I simuleringene ble 9. Nyquistbånd benyttet, men siden begge er oddetalls Nyquistbånd inneholder de den samme informasjonen. Den eneste forskjellen mellom 7. og 9. Nyquistbånd er den totale dempningen og frekvensområde. 7. Nyquistbånd ble valgt istedenfor 9. fordi den laveste punktprøvningsfrekvensen systemet kunne benytte var 40MHz . Med den punktprøvningsfrekvensen ville 9. Nyquistbånd ha omfattet frekvensområdet fra 160 til 180MHz , som ville vært i grenseland for ytelsen til RTZ-kretsen.

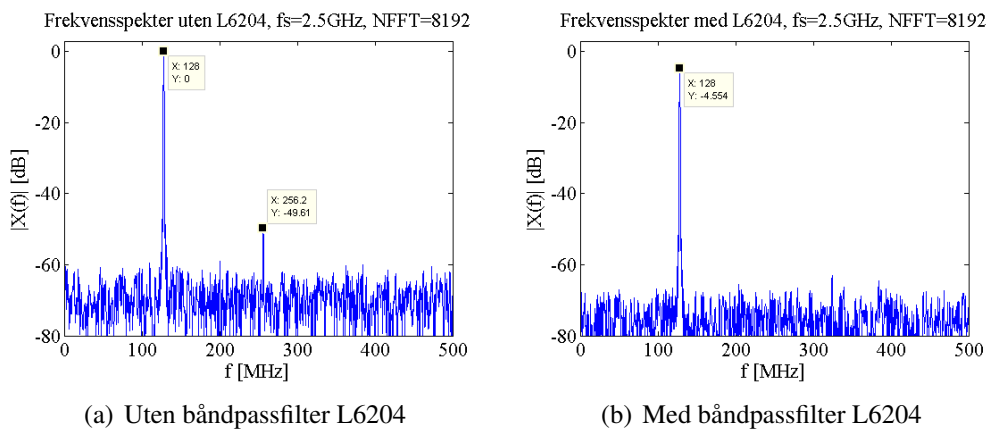
1-tone test

Før signalet konverteres ned i frekvens bør et båndpassfilter benyttes for å filtrere vekk uønskede frekvenskomponenter. For å se hvordan et båndpassfilter påvirker inngangssignalet ble oppsettet i figur 88 benyttet. Ved hjelp av signalgenerator 1 ble et “RF”-signal



Figur 88: Oppsett for test av båndpassfiltre

på 128MHz koblet til båndpassfilteret L6204, hvor signalstyrken ble satt til $+12\text{dBm}$ i 50Ω . For å sammenligne inngangssignalet med og uten båndpassfilter ble effektdeler 2 benyttet for å splitte signalet etter signalgeneratoren. På den måten var det mulig å studere inngangssignalet før og etter båndpassfiltrering på oscilloskopet. 5000 punktprøver av begge signalene ble hentet ut fra oscilloskopet med en punktprøvningsrate på 2.5GHz . Figur 89 viser frekvensspekteret til signalene, hvor plottene er beregnet i MATLAB og normalisert til maksimalamplituden i figur 89(a). Figuren viser at frekvenskomponenten ved 128MHz dempes med 4.5dB av filteret, samtidig som den overharmoniske komponenten ved 256MHz i figur 89(a) er fjernet av båndpassfilteret i figur 89(b). Det vises også at støygulvet dempes med nesten 10dB , noe som tyder på at SNR forbedres av filteret. Etter båndpassfilteret vil SINAD og SNR være det samme, siden frekvensspekteret vist i figur 89(b) ikke inneholder noen overharmonisk komponent. SINAD ble beregnet ved hjelp av metoden beskrevet i appendiks B, og resultatet er vist i tabell 10. Tabellen viser at SINAD forbedres etter båndpassfilteret, selv om det har et innskuddstap på



(a) Uten båndpassfilter L6204

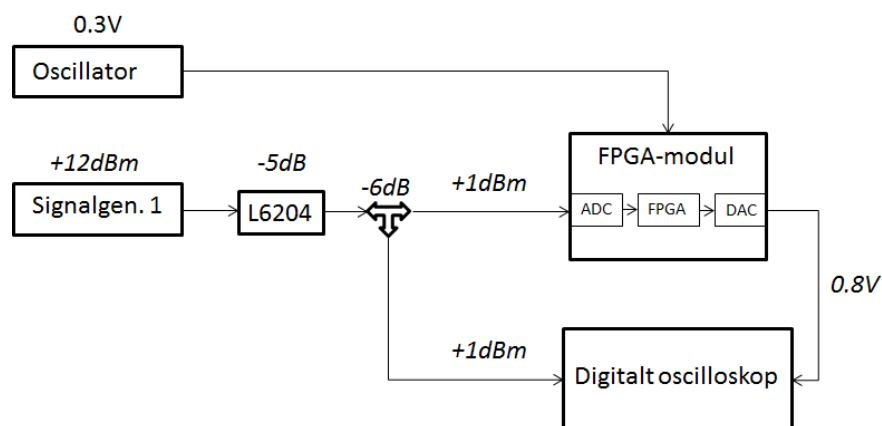
(b) Med båndpassfilter L6204

Figur 89: Frekvensspekter før og etter båndpassfiltrering av “RF”-signal**Tabell 10:** SINAD før og etter båndpassfiltrering av inngangssignal

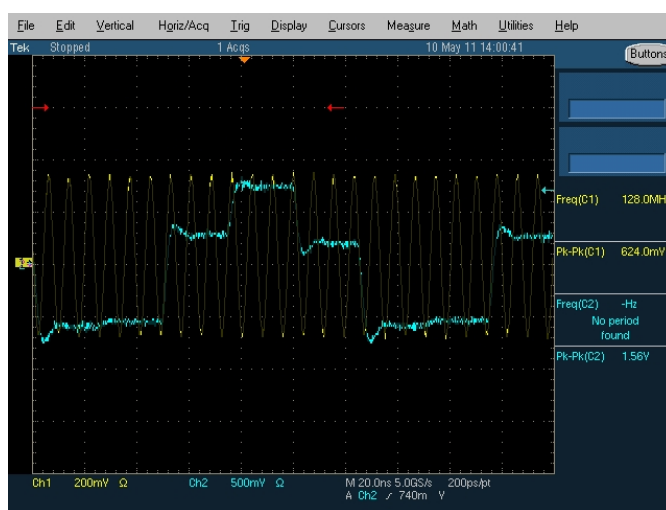
<i>SINAD før båndpassfilter L6204:</i>	<i>36.3dB</i>
<i>SINAD etter båndpassfilter L6204:</i>	<i>37.9dB</i>

rundt 5dB . SNR ble også beregnet av signalet før båndpassfilteret, ved å ikke ta med den overharmoniske komponenten ved 256MHz i støyeffekten, til 36.6dB . Siden den overharmoniske komponenten kun fører til et tap på 0.3dB er det rimelig å anta at SNR forbedres etter båndpassfilteret.

Etter testen av båndpassfilteret ble FPGA-modulen beskrevet i appendiks D koblet til utgangen av båndpassfilteret. Selve FPGA-funksjonaliteten var ikke av interesse for denne oppgaven, men det var ønskelig å benytte seg av FPGA-modulens innebygde ADC og DAC. Av den grunn ble FPGA-modulen overlevert ferdig konfigurert og oppkoblet som vist i figur D.9 av forsker Tor Holmboe. Konfigurasjonen på FPGA-modulen var satt opp til at ADCen, FPGAen og DACen benyttet samme eksterne klokkekilde, og at FPGAen sendte de digitaliserte dataene fra ADCen direkte til DACen. FPGA-modulen benyttet samme klokkekilden som brukt under laboratorieforsøket av SUC, med en frekvens på 40MHz . Utgangen av FPGA-modulen, altså DAC-utgangen, ble koblet til det digitale oscilloskopet sammen med inngangssignalet, se figur 90 for oppkobling. Figur 91 viser skjermbildet fra oscilloskopet hvor inngangen er merket med gult og utgangen merket med blått. Figuren viser hvordan inngangssignalet har et maksimalt spenningsving på 624mV . Det er godt innenfor det maksimale spenningsvinget til FPGA-modulen, som er oppgitt til å være 768mV . Med denne inngangen viser figur 91 at utgangen fra FPGA-modulen har et maksimalt spenningsving på 1.56V . Figuren viser også at utgangen til FPGA-modulen har trappesteg-formen til en ZOH-DAC. For å se på frekvensinnholdet til ZOH-DACen ble 25000 punktprøver hentet ut fra oscilloskopet, med en punktprøvsrate på 2.5GHz . Frekvensspekteret til ZOH-DACen er vist i figur 92, hvor spekteret er beregnet i MATLAB. Sammen med frekvensspekteret er også den ideelle frekvensdempningen en til ZOH-DAC plottet, for å se hvordan frekvensinnholdet dempes i forhold til en ideell ZOH-DAC. I figur 92 er kun innholdet i de 7. første



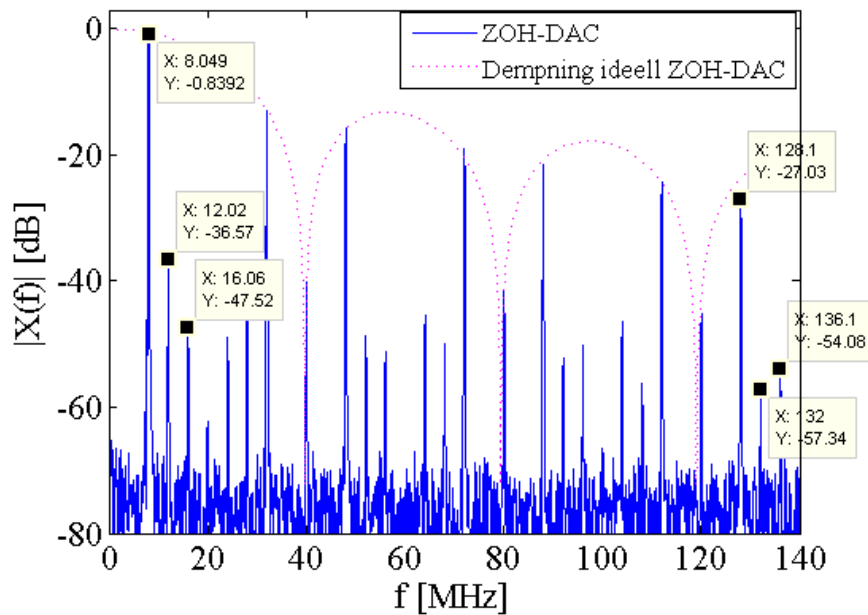
Figur 90: Oppsett for analyse av FPGA-modulen



Figur 91: Inn og utgang av FPGA-modul

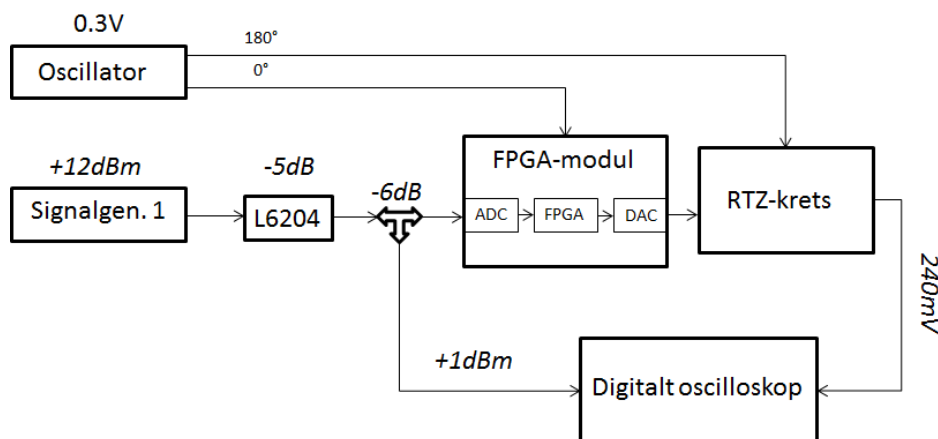
Nyquistbåndene vist, og viser hvordan innholdet oppover i Nyquistbåndene dempes i henhold til en ideell ZOH-DAC. Figuren viser at 1. Nyquistbåndet inneholder frekvenskomponenter ved basebåndfrekvensen på 8MHz , samt en overharmonisk komponent av denne ved 16MHz . I tillegg finnes det en frekvenskomponent ved 12MHz . Alle disse komponentene kopieres til alle Nyquistbåndene, hvor kopiene i partalls Nyquistbånd speilvendes. I tillegg til kopiene inneholder frekvensspekteret også grunntonen og overharmoniske frekvenskomponenter av oscillatoren på 40MHz . Som figur 92 viser inneholder 7. Nyquistbånd en kopi av 1. Nyquistbånd, ved frekvensene 128MHz (kopi av 8MHz) 132MHz (kopi av 12MHz) og 136MHz (kopi av 16MHz). Av figuren er det også mulig å se at frekvenskomponenten ved 128MHz ble dempet med cirka 27dB i forhold til innholdet i 1. Nyquistbånd.

Som figur 92 viser er styrkeforskjellen mellom komponentene i 1. Nyquistbånd forandret når de kopieres opp til 7. Nyquistbånd. Blant annet er kopien av 2. harmoniske sterkere enn kopien av 3. harmoniske i 7. Nyquistbånd. Forandringen i styrkeforskjellen kan sees på som en deformering, og kommer av sinc-dempningen. I tillegg er basebåndkomponenten 27dB sterkere enn kopien ved 128MHz . For å minke deformeringen og styrkeforskjellen mellom 1. og 7. Nyquistbånd, ble utgangen av FPGA-modulen koblet

Frekvensspekter etter FPGA-krets, $f_s=2.5\text{GHz}$, $\text{NFFT}=32768$ 

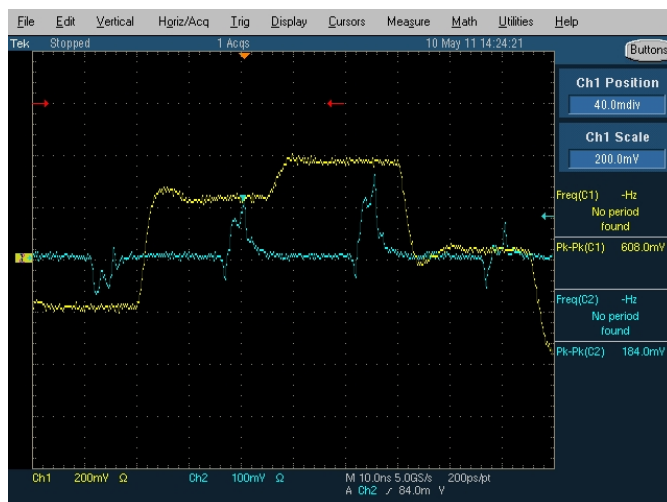
Figur 92: Frekvensspekter for ZOH-DAC utgang

til RTZ-kretsen vist i figur 74. RTZ-kretsen gjør om ZOH-DAC utgangen til en RTZ-DAC utgang, ved å slippe igjennom en liten del av ZOH-DACen i hver punktprøvsperiode. Oppsettet for laboratorieforsøket er vist i figur 93, hvor koaksialkabel 1 benyttes som forsinkelse i RTZ-kretsen. Som figuren viser benyttet FPGA-modulen og



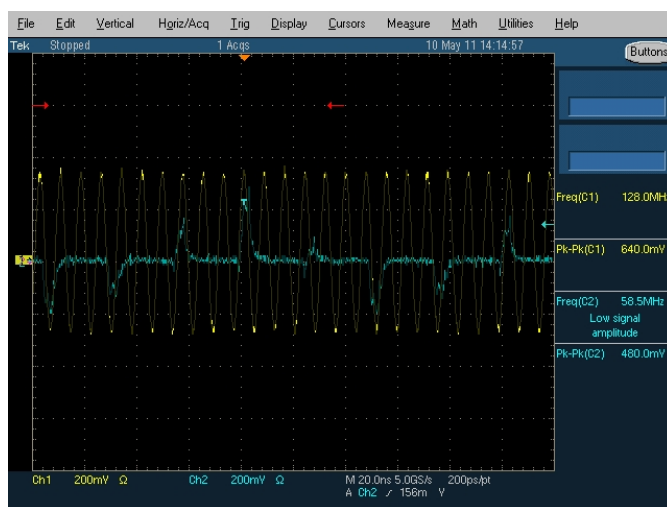
Figur 93: Oppsett for analyse etter RTZ-kretsen

RTZ-kretsen samme oscillator. Den eneste forskjellen var at klokkesignalet er 180° faseforskjøvet i forhold til hverandre, ved at FPGA-modulen ble koblet til Q utgangen og RTZ-kretsen til \bar{Q} . Grunnen til faseforskjellen var for å få RTZ-kretsen til å slippe igjennom ZOH-DAC utgangen etter at hver punktprøvsverdi hadde stabilisert seg. Figur 94 viser inngangen (merket med gult) og utgangen (merket i blått) til RTZ-kretsen, hvor effektdeler 1 splittet signalet før RTZ-kretsen for å studere inngangen på oscilloskopet. Figuren viser hvordan RTZ-kretsen slipper igjennom en liten del av ZOH-DAC utgangen i hvert punktprøvsintervall. På tilsvarende måte viser figur 95 hvordan “RF”-



Figur 94: Inn-/utgang til RTZ-kretsen

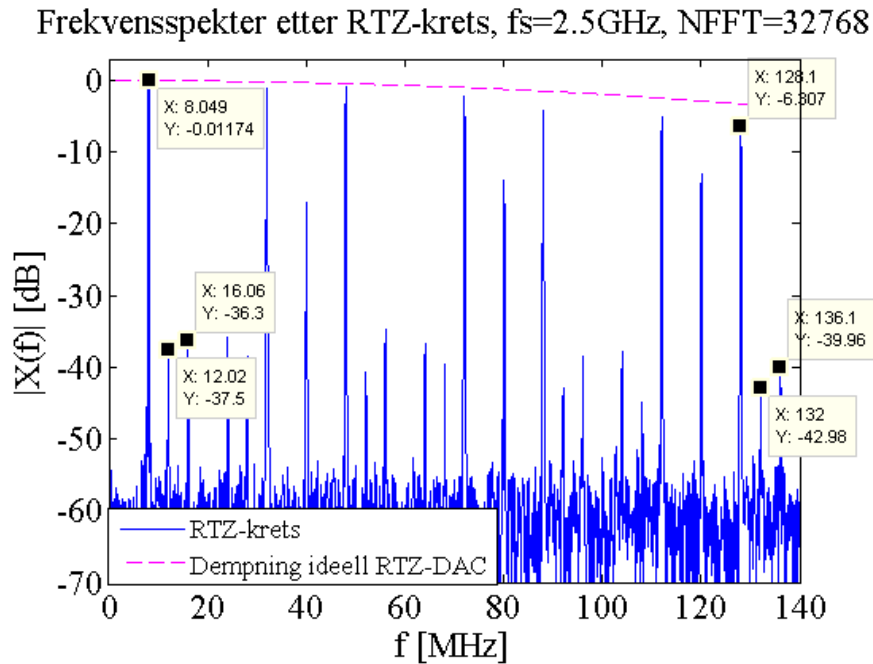
signalet (merket med gult) og utgangen til RTZ-kretsen (merket med blått) ser ut sammen. Figur 94 viser at utgangen til RTZ-kretsen har et maksimalt spenningsving på



Figur 95: "RF"-signal sammen med utgangen til RTZ-kretsen

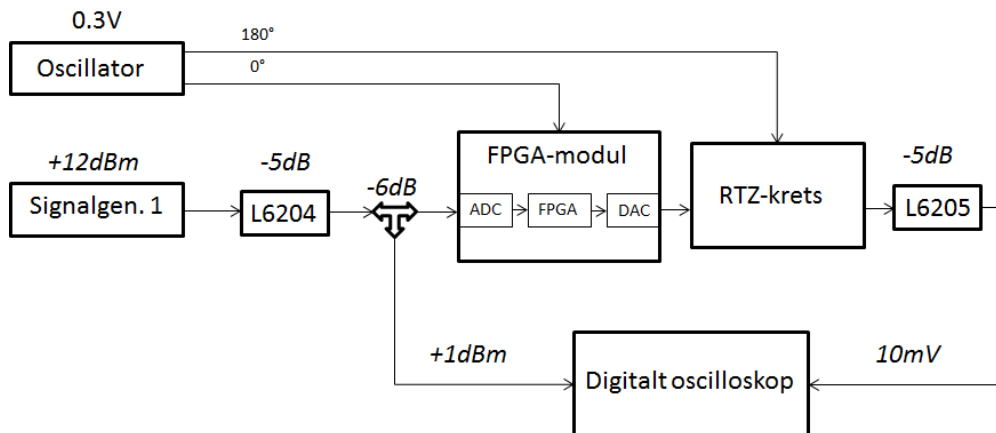
480mV. For å se på frekvensinnholdet til det signalet ble frekvensspekteret beregnet i MATLAB på samme måte som for ZOH-DAC utgangen. Frekvensspekteret er vist i figur 96, hvor frekvensdempningen til en ideell RTZ-DAC med $T = 4.0ns$ er tatt med. Dersom figur 92 og 96 sammenlignes vises det at RTZ-kretsen demper frekvenskomponentene i de lavere liggende Nyquistbåndene, samtidig innholdet i 7. Nyquistbånd deformeres i mindre grad. Som figur 96 viser er frekvenskomponenten ved 128MHz nå 6.3dB lavere istedenfor 27dB som før RTZ-kretsen. Som for ZOH-DACen inneholder alle Nyquistbåndene en kopi av 1. Nyquistbånd, hvor partalls Nyquistbånd er speilvendt. I tillegg til disse frekvenskomponentene viser figur 96 at grunntonen og overharmoniske komponenter av klokkefrekvensen også finnes i frekvensspekteret.

Ved hjelp av oppsettet vist i figur 97 oppnådde totalsystemet en konvertering opp i frekvens. Figuren viser hvordan båndpassfilteret kobles til utgangen av RTZ-kretsen,



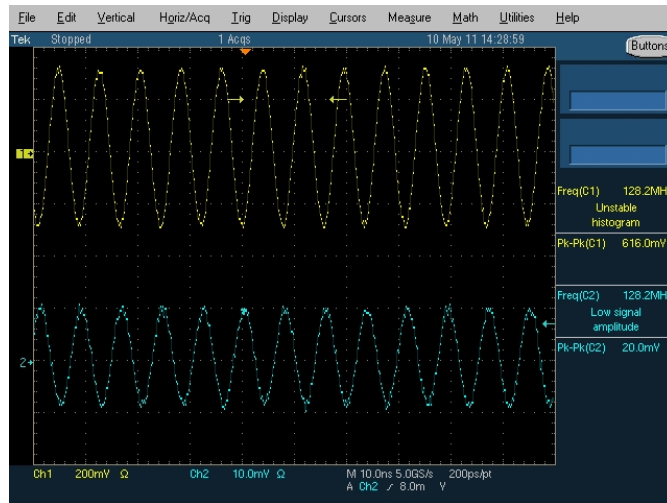
Figur 96: Frekvensspekter etter RTZ-krets

slik at frekvenskomponenten ved 128MHz båndpassfiltreres ut. Figur 97 viser også

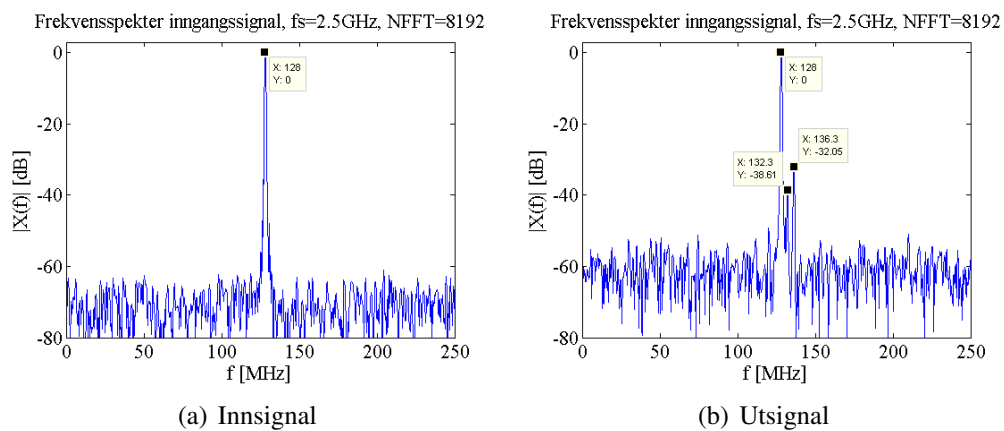


Figur 97: Oppsett for hvordan totalsystemet ble testet

hvordan utgangen til filteret L6205 ble studert sammen med inngangssignalet til FPGA-modulen på det digitale oscilloskopet. Skjermbildet fra oscilloskopet er vist i figur 98, som viser at disse signalene har lik frekvens, men forskjellig amplitudeverdi. Inngangssignalet (merket med gult) har et maksimalt amplitudesving på 616mV , mens utgangssignalet (merket med blått) har 20mV i maksimalt amplitudesving. 5000 punktprøver av inn- og utgangssignalet ble hentet ut fra oscilloskopet, med en punktprøvsrate på 2.5GHz . Frekvensspekteret til inn- og utgangssignalet, vist i figur 99, viser hvordan inn- og utgangen inneholder en frekvenskomponent ved 128MHz . Figur 99(b) hvordan utgangen i tillegg har frekvenskomponenter ved 132MHz og 136MHz , med henholdsvis 38.6dB og 32dB lavere amplitudeverdi. De frekvenskomponentene er de samme som er markert i 7. Nyquistbånd i figur 96. Figur 99(b) viser også at støygulvet har steget



Figur 98: Inn- og utgang av totalsystemet



Figur 99: Frekvensspekter før og etter båndpassfiltrering av "RF"-signal

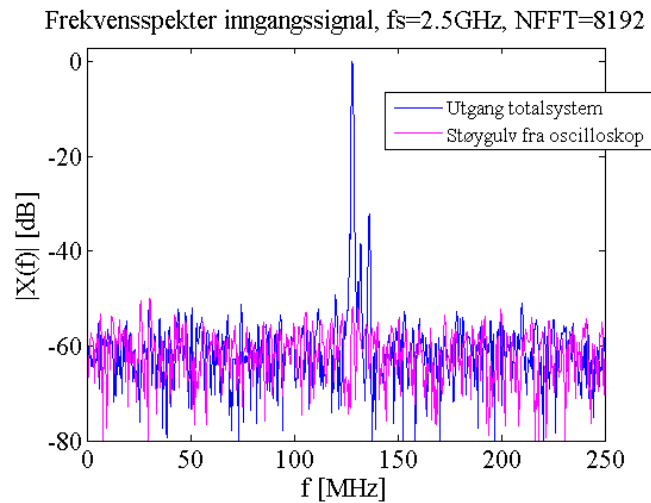
i forhold til støygulvet i figur 99(a). Siden det ble brukt et likt antall punkter i beregningen av frekvensspekteret, er det rimelig å anta at SINAD og SNR er dårligere på utgangen enn på inngangen. Av den grunn ble SINAD ved inn- og utgangen beregnet ved hjelp av metoden beskrevet i appendiks B, og resultatet er vist i tabell 11. Tabell

Tabell 11: SINAD for inn-/utgangssignal for totalsystemet

<i>SINAD inngangssignal</i>	<i>37.9610dB</i>
<i>SINAD utgangssignal</i>	<i>26.8265dB</i>

11 viser hvordan forskjellen i SINAD ved inn- og utgang er på $11dB$. Under laboratorieforsøket av SUC i delkapittel 4.2 ble det konstatert av det digitale oscilloskopet førte til et støygulv, som satte en begrensning på SINAD og SNR. I det tilfellet var amplituden etter båndpassfiltrering på $15mV$. Figur 98 viser at amplituden etter båndpassfiltrering i totalsystemet er på $10mV$, slik at det er rimelig å anta at oscilloskopet også setter en begrensning på SINAD og SNR i dette forsøket. Av den grunn ble inngangen på det

digitale oscilloskopet terminert med terminering 2. Et tilsvarende utsnitt som for inngangssignalet ble hentet ut fra oscilloskopet, med punktprøvingsfrekvensen 2.5GHz . Ved hjelp av punktprøvene ble frekvensspekteret til støyen fra oscilloskopet beregnet og plottet sammen med figur 99(b), vist i figur 100. Figur 100 viser at støygulvet til

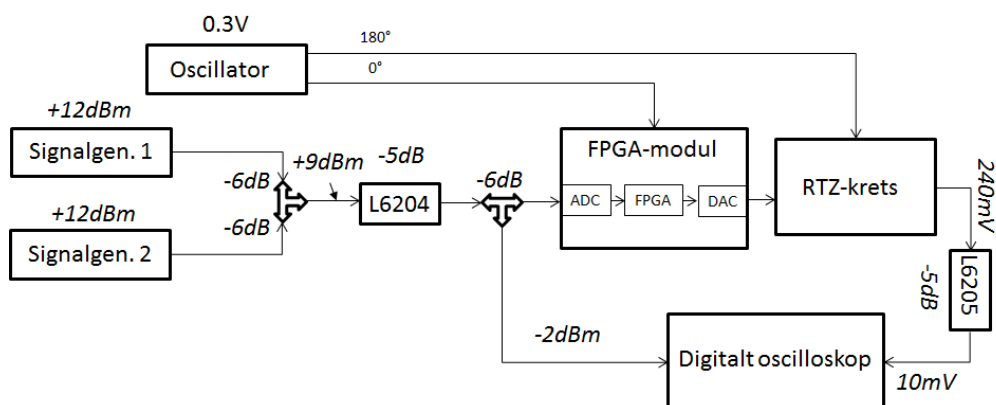


Figur 100: Frekvensspekter til utgang, sammen med støyen fra oscilloskopet

figur 99(b) kommer av støyen det digitale oscilloskopet generer. Det vil si at SINAD beregningene i tabell 11 begrenses av støynivået til oscilloskopet.

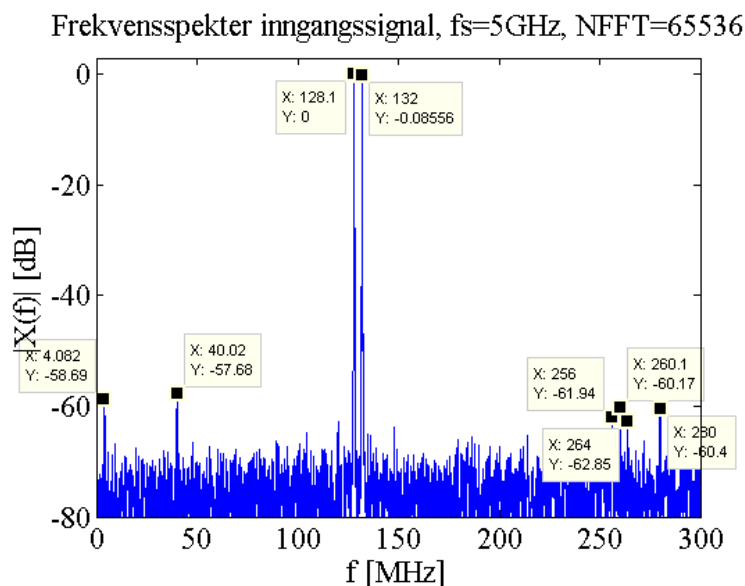
2-tone test

Etter at 1-tone testen var utført ble det utført en 2-tone test. Oppsettet til 2-tone testen er vist i figur 101, som viser hvordan en signalgenerator 1 og 2 kan benyttes sammen for å generere en 2-tone. Ved å bruke effektdeler 3 motsatt vei, blir signalene fra de to signalgeneratorene addert sammen. Signalstyrken på begge signalgeneratorene ble satt til $+12\text{dBm}$ i 50Ω , men 6dB fra hver av dem forsvant i effektdeleren. Frekvensen på signalgenerator 1 var fortsatt 128MHz , mens frekvensen på signalgenerator 2 ble satt til 132MHz . På samme måte som for 1-tone testen ble punktprøver av inn- og utgan-



Figur 101: Oppsett for test av 2-tone

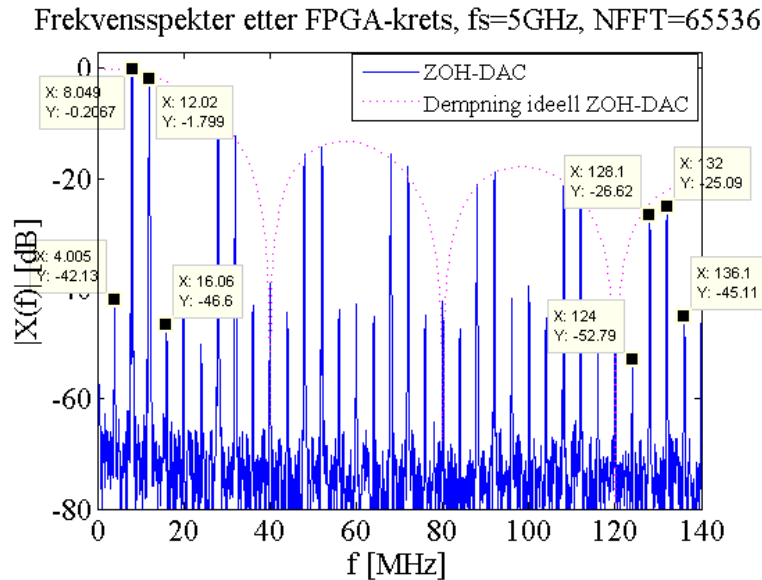
gen til FPGA-modulen, utgangen til RTZ-kretsen og utgangen til båndpassfilteret L6205 hentet ut fra oscilloskopet. Den eneste forskjellen for 2-tone testen var at 50000 punktprøver ble hentet ut med en rate på 5GHz . Frekvensspekteret til inngangen er vist i figur 102, og viser hvordan inngangssignalet består av 2 sterke frekvenskomponenter ved 128MHz og 132MHz . Figur 102 viser også at inngangen består av et støygulv rundt



Figur 102: Frekvensspekter til inngangssignal

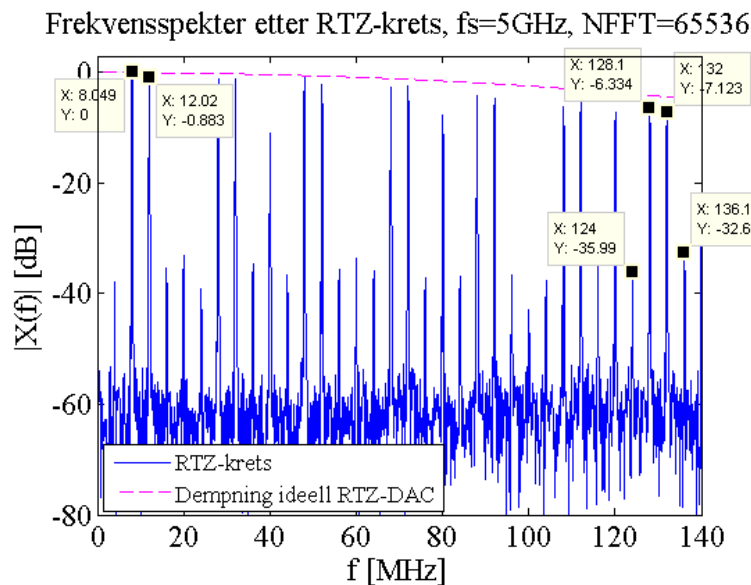
70dB lavere, sammen med noen svake frekvenskomponenter ved 4, 40MHz og rundt 260MHz . Disse frekvenskomponentene er langt utenfor passbåndet til båndpassfilteret, og må være sterke frekvenskomponenter som genereres i kombinasjonen av signalgeneratorne. I tillegg til å kombinere “RF”-signalene sender effektdeleren $1/4$ av signalet til motsatt signalgenerator. Signalgeneratorne inneholder aktive komponenter på utgangen, som kan generere intermodulasjonsprodukter dersom et annet “RF”-signal sendes inn på utgangen. I kombinasjon med effektdeleren vil da signalgeneratorne produsere intermodulasjonsprodukter, som undertrykkes av båndpassfilteret. Alle frekvenskomponentene i figur 102 foldes ned til basebåndet i undersamplingen. Det er derfor viktig å ta med i beregningene videre at intermodulasjonsproduktene som slipper igjennom filteret tas med i ned- og oppkonverteringen.

Figur 103 viser frekvensspekteret til utgangen av FPGA-modulen, hvor dempningen til en ideell ZOH-DAC er tatt med, merket med rosa. ADCen på FPGA-modulen undersampler med en rate på 40MHz , og fører frekvenskomponentene 128 og 132MHz ned til henholdsvis 8 og 12MHz . I tillegg vil alle de andre frekvenskomponentene inngangssignalet inneholder også foldes ned til 1. Nyquistbånd. Blant annet vil frekvenskomponentene markert ved 256 og 264MHz foldes ned til 4MHz . Figur 103 viser hvordan utgangen til FPGA-modulen dempes i henhold til en ideell ZOH-DAC, og hvordan en kopi av basebåndkomponentene 8 og 12MHz finnes 7. Nyquistbånd markert som 128 og 132MHz . Figuren viser hvordan det finnes kopier frekvensen ved 4, 16 og 20 oppover i alle Nyquistbåndene, som er frekvenskomponenter som enten er foldet ned i undersamplingen, eller generert av ZOH-DACen innebygget på FPGA-modulen.



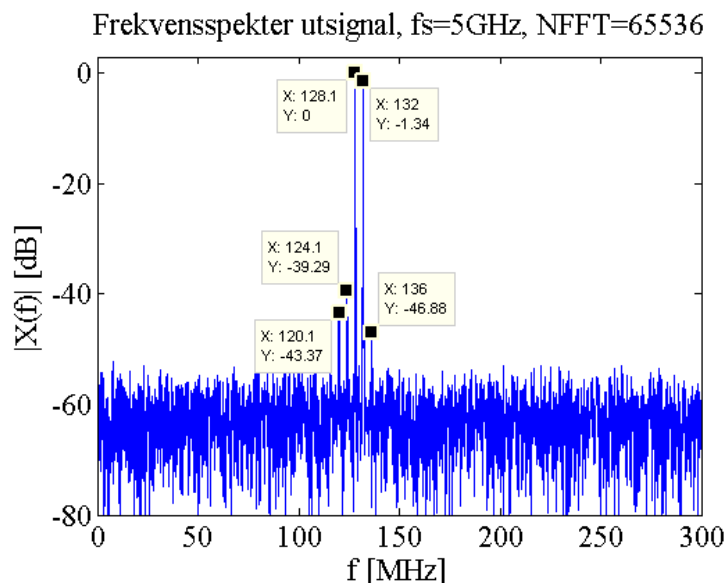
Figur 103: Frekvensspekter etter FPGA-modul

For å minske deformeringen i 7. Nyquistbånd ble RTZ-kretsen koblet til. Figur 104 viser hvordan deformeringen minsker, sammen med styrkeforholdet mellom 1. og 7. Nyquistbånd. Det er viktig å legge merke til hvordan frekvensspekteret også inneholder de samme frekvenskomponentene som utgangen til ZOH-DACen, og hvordan frekvenskomponentene generert av bryterprosessen til RTZ-kretsen forsterkes. Frekvensspekteret



Figur 104: Frekvensspekter etter RTZ-krets

til signalet etter båndpassfilteret er vist i figur 105. Denne figuren viser hvordan båndpassfilteret L6205 filtrer ut de ønskede frekvenskomponentene ved 128 og 132 MHz i 7. Nyquistbånd. Båndpassfilteret slipper også igjennom noen uønskede frekvenskomponenter ved 120, 124 og 135 MHz, markert i figur 105. Frekvenskomponenten ved 120 MHz kommer av at RTZ-kretsen genererer overharmoniske komponenter av os-



Figur 105: Frekvensspekter til utgangssignal

cillatorfrekvensen. Frekvenskomponentene ved 124 og 136MHz er kopier av frekvenskomponentene markert i 1. Nyquistbånd ved henholdsvis 4 og 16MHz .

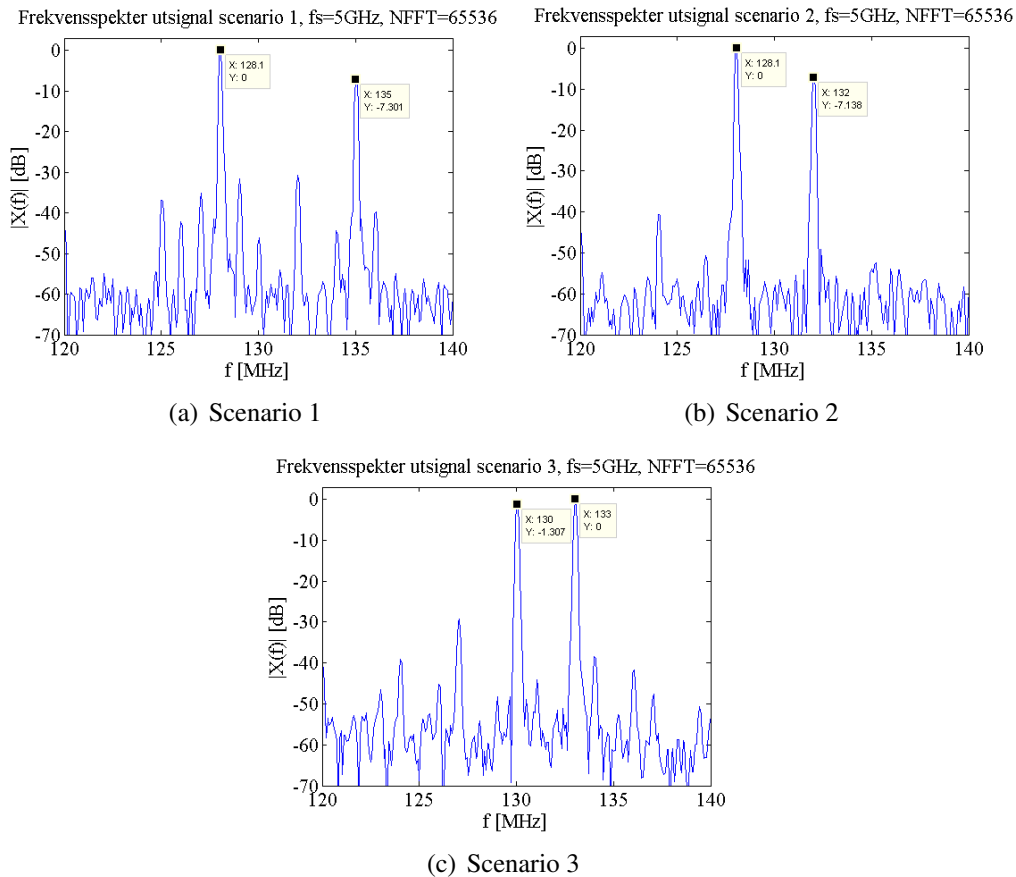
Figur 105 viser at dersom det sendes en 2-tone inn i totalsystemet med frekvensen 128 og 132MHz , kommer det en 2-tone ut av totalsystemet med tilsvarende frekvenskomponenter. For å se hva som skjer dersom frekvensen og/eller amplitudeverdien endres ble det satt opp 3 ulike scenarier for testing av totalsystemet. Tabell 12 inneholder en oversikt over hvordan frekvensen og amplitudeverdien ble satt for de ulike scenarioene. I tabellen er $A1$ signalstyrken til signalgenerator 1, og $A2$ signalstyrken til signalgenerator 2. På samme måte beskriver $f1$ frekvensen satt på signalgenerator 1, og $f2$ frekvensen satt på signalgenerator 2. Alle de tre scenarioene ble sendt igjennom totalsystemet i fig-

Tabell 12: Beskrivelse av forskjellige scenarier for 2-tone forsøk av totalsystemet.

SCENARIO NR	BESKRIVELSE			
Scenario 1	$A1=+12\text{dBm}$	$A2=+12\text{dBm}$	$f1=128\text{MHz}$	$f2=135\text{MHz}$
Scenario 2	$A1=+12\text{dBm}$	$A2=+06\text{dBm}$	$f1=128\text{MHz}$	$f2=132\text{MHz}$
Scenario 3	$A1=+08\text{dBm}$	$A2=+12\text{dBm}$	$f1=130\text{MHz}$	$f2=133\text{MHz}$

ur 101. 50000 punktprøver ble hentet ut fra utgangen til totalsystemet ved oscilloskopet, med en punktprøvsrate på 5GHz . Frekvensspekteret til disse utgangene er vist i figur 106, hvor 7. Nyquistbånd vises i alle tilfellene.

I scenario 1 vises det hvordan frekvenskomponenten flyttes til 135MHz , samtidig som den dempes med 7dB . Dersom tabell 12 studeres er styrkeforholdet mellom $A1$ og $A2$ likt. Dempningen på 7dB kommer av at båndpassfilterne benyttet på inn- og utgangen har en analog båndbredde på 10MHz , fra 125 til 135MHz . Siden frekvensen til signalgenerator 1 økes vil 135MHz også dempes mer av filterne. I tillegg vil RTZ-DAC-dempningen dempe frekvenskomponenten ved 135MHz ytterligere. Frekvensspekteret inneholder også flere frekvenskomponenter, som vist i figur 106(a). Disse frekvenskom-



Figur 106: Frekvensspekter for utgangssignalet ved 3 forskjellige senario

ponentene er komponenter som enten effektdeler 3, ZOH-DACen eller RTZ-kretsen innfører. I scenario 2 dempes frekvenskomponentene ved 128 og 132 MHz like mye av filtrene, men A1 er satt +6 dB sterkere enn A2. I tillegg til styrkeforskjellen dempes frekvenskomponenten ved 132 MHz med 1 dB av RTZ-DAC dempningen, vist i figur 105. Den totale dempningen blir derfor 7 dB for scenario 2, som vist i figur 106(b). Som for scenario 1 inneholder frekvensspekteret til scenario 2 også uønskede frekvenskomponenter generert i oppkonverteringen. Når inngangsfrekvensene endres til 130 og 133 MHz endres også utgangsspektrumet til disse frekvensene, vist i figur 106(c). I scenario 3 er A1 satt til 4 dB svakere inngangsamplitude, men figur 106(c) viser kun en styrkeforskjell på 1.3 dB. Hovedgrunnen til minkingen i styrkeforskjellen er at 130 MHz er senterfrekvensen til båndpassfiltrene, slik at frekvenskomponentene ved 133 MHz dempes mer av filtrene. De andre frekvenskomponentene vist i figur 106(c) er komponenter som genereres i effektdeler 3, FPGA-modulen, eller RTZ-kretsen.

5. Diskusjon

Gjennom kapitlene 3 og 4 presenteres resultatene fra analysen av SDC og SUC. Dette kapittel 5 inneholder en diskusjon av resultatene, hvor strukturen fra simuleringene og laboratorieforsøkene beholdes. Først studeres SDC og SUC hver for seg, deretter total-systemet. Gjennom de forskjellige delkapitlene diskuteres resultatene fra simuleringene først, for deretter å gå over til laboratorieforsøkene.

5.1. Sampling Down Conversion

MATLAB simulering

SDC punktprøver og konverter et RF-signal direkte ned i frekvens. RF-signalet i MATLAB simuleringen hadde en “omhylnings”-båndbredde på 1GHz , fra 9 til 10GHz , hvor 2-tone frekvensene ble lagt ved 9.6 og 9.7GHz . I henhold til Nyquist-Shannon teoremet er det da være tilstrekkelig å punktprøve med en rate på 2GHz , slik at Nyquistbåndene får en størrelse på 1GHz . En undersampling med 2GHz vil føre til at RF-signalet befinner seg i 10. Nyquistbånd, som vist i ligning (44). En undersampling i et partalls Nyquistbånd vil føre til at basebåndkopien speilvendes, se figur 8. Samtidig viser figur 10 at en undersampling med den minste lovlige raten fører til at marginen til de forbudte områdene, som innfører uønsket aliasing, blir svært liten. I et reelt system er det ønskelige å ha litt margin til disse forbudte områdene, og beskyttelsesbånd kan innføres. Siden 9. Nyquistbånd ble valgt istedenfor 10., innføres et beskyttelsesbånd direkte, ved at størrelsen på Nyquistbåndene øker. Som ligning (45) viser, ble høyeste f_s valgt ut fra ligning (12), til 2.25GHz . Det valget fører til at basebåndkopien føres ned til DC, fordi nedre grense til 9. Nyquistbånd legges på 9GHz . Både valget av 9. Nyquistbånd og $f_s = 2.25\text{GHz}$ ble gjort for at sammenligningen i base- og RF-båndet skulle bli enklere. Det er viktig å huske på at disse to valgene avhenger av hvilken applikasjon SDC skal benyttes til. Det kan godt hende at det ikke spiller noen rolle om kopien i basebånd er speilvendt, eller hvor i Nyquistbåndet signalet befinner seg.

Figur 36 viser hvordan aliasing fører RF-signalet til alle Nyquistbåndene i undersamplingen. Dersom det ikke benyttes et båndpassfilter før undersamplingen viser figur 9 hvordan alt innhold i frekvensspekteret foldes ned til basebåndet. Selv om simuleringene ikke har tatt høyde for kopieringen til alle Nyquistbåndene, er et båndpassfilter ekstremt viktig for ytelsen til et SDC-system. Hvilke spesifikasjoner båndpassfilteret må ha er avhenger av hva antennen i et SDC-system ser. Antennen vil også fungere som et båndpassfilter, da den ikke tar inn alle frekvenser. Båndpassfilteret må derfor undertrykke frekvenskomponentene utenfor signalebåndbredden som antennen slipper igjennom.

S/H-kretsen er kanskje den viktigste komponenten i et SDC-system, og vil i track-modus fungere som et lavpassfilter. Dersom den analoge båndbredden er for liten, viser figur 37 hvordan et inngangssignal dempes av S/H-kretsen. Desto høyere cut-off frekvens, desto mindre vil amplituden svekkes. AT, altså hvor lenge S/H-kretsen er i track-modus, har

også betydning for dempningen av RF-signalet. Desto kortere AT er, desto mer vil amplituden svekkes. Når AT blir større enn cirka 4τ vil amplituderresponsen være uforandret. Det skjer fordi kondensatoren i RC-kretsen vil få god nok tid til å lade seg opp til riktig amplitudeverdi, og S/H-kretsen fungerer som en konvensjonell 1. ordens RC-krets. Når AT er mindre enn 4τ vil amplituderresponsen forandres mye når AT minker, fordi S/H-kretsen går for raskt over til hold-modus, slik at kondensatoren ikke har klart å oppnå riktig amplitudenivå. S/H-kretsen forandrer også fasen, som vist i figur 38. Grunnen til det er at kondensatoren ikke kan ha et sprang i spenning, da det vil føre til en uendelig strøm. Oppladningstiden fører til at utgangen av RC-filteret vil være en forsinket versjon av inngangen, som fører til faseforskyvning. Det er viktig å legge merke til at faseforskyvningen blir mindre desto mindre AT velges. Når AT minkes vil faseresponsen lineariseres, men det vil gå på bekostning av amplitudedempningen. Det vil altså være en trade-off mellom lineær fase og amplitudedempning når S/H-kretsen er i track-modus.

Figur 40 viser hvordan den “reelle” undersampleren ikke klarer å punktprøve på riktig plass i forhold til basebåndsignalet, fordi den analoge båndbredden på $10GHz$ demper RF-signalet med $3dB$. Betydningen av analog båndbredde er også vist i figur 42. Figuren viser hvordan den analoge båndbredden demper RF-signalet, ved at kondensatoren i S/H-kretsen ikke klarer å følge RF-signalet. Avhengigheten til AT er vist i figur 41, hvor AT er satt til $\tau/2$. Figuren viser hvordan frekvensspekteret dempes uavhengig av den analoge båndbredden når AT er liten. Det er viktig å huske på at desto større den analoge båndbredden er, desto mindre blir τ . Dersom den analoge båndbredden velges god nok, vil τ bli liten i forhold til punktprøvsperioden. Det vil si at dersom god nok analog båndbredde velges, vil ikke RF-signalet dempes av den analoge båndbredden eller for liten AT. Resultatene i figur 41 og 42 er også med på å kontrollsjekke at simuleringene gir korrekte resultat. Figurene viser hvordan RF-signalet dempes i henhold til amplituderresponsen i figur 37.

Jitter vil begrense systemytelsen til alle systemer som benytter en oscillator. SDC er ekstra utsatt fordi punktprøvingen skjer på et RF-signal med høy frekvens. Når frekvensen øker blir fasefeilen som innføres større. Fasefeilen som følge av jitter begrenser SNR som vist i figur 25. I simuleringene ble kun tilfeldig jitter innført, men figur 43 viser hvordan tilfeldig jitter begrenser SNR i henhold til teoretisk formel vist i ligning (29). Derfor er det rimelig å anta at jitter simuleres på en korrekt måte i simuleringene. Dersom et SDC-system har et gitt krav til SNR, kan krav til jitter bestemmes ut fra figur 43. Dersom figurene 44(a) til 44(c) sammenlignes med figur 24, vises det at disse har ulik form. Det ville vært naturlig å anta at frekvensspekteret ville ha fått en tilsvarende form som i figur 24, rundt 600 og $700MHz$. Grunnen til at et konstant støygulv oppstår er at kun tilfeldig jitter er simulert. Spektrumet vist i figur 24 er til en reell oscillator. En slik oscillator vil i tillegg til tilfeldig jitter ha deterministisk jitter. Samtidig vil oscillatoren ha litt wander, som betyr at klokken vil vandre litt frem og tilbake rundt senterfrekvensen. En praktisk oscillator vil også over tid drifte litt, det vil si at senterfrekvensen endres over tid.

I tabell 5 vises det at innføringen av 1. ordens RC-filteret som undersampler ikke vil påvirke SNR. Det er fordi den “reelle” undersampleren er simulert som et ideelt 1.

ordens RC-filter. Selv om den analoge båndbredden er lavere enn frekvensen til RF-signalet, vil støyen dempes like mye, slik at SNR forblir den samme. Det samme vil skje dersom AT forandres, som vist i figur 44. Den figuren viser hvordan støygulvet dempes sammen med frekvenskomponentene ved 600 og 700MHz . På samme måte som figur 44 viser tabell 5 hvordan at AT ikke har betydning for SNR, da alle punktprøvene vil ha lik AT. Tabellen viser at SNR er tilsvarende lik før og etter undersampling. Den lille variasjonen som tabellen inneholder kommer at av forskjellige jittervektorer er benyttet.

I simuleringen av SDC er det antatt en ellers ideell S/H-krets, utenom de tilnærmingene nevnt ovenfor. Men det er viktig å huske på at reelle S/H-kretser også vil innføre de feilene som er beskrevet i delkapitel 2.3. Grunnen til at jitter og S/H-kretsen ble simulert, er at de vil være de største ytelsesbegrensende komponentene i et SDC-system. Dagens hyllevarer av ADC har en innebygget S/H-krets, med en analog båndbredde gjerne opp til 4-5 Nyquistbånd. SDC konverterer gjerne ned signaler i enda høyere ordens Nyquistbånd. Det kan løses ved enten kjøpe eller lage en ekstern S/H-krets før ADCen, lage en helt ny ADC med bedre S/H-krets eller vente til det kommer ADC med god nok analoge båndbredde.

Praktiske laboratorieforsøk

SDC ble i praksis testet ved hjelp av et digitalt oscilloskop og en signalgenerator. I forsøket ble et "RF"-signal på 208MHz først oversamlet med en rate på 1.25GHz , og deretter undersamlet det med raten 50MHz . Figur 67 viser hvordan "RF"-signalet inneholder frekvenskomponenten 208MHz , sammen med overharmoniske komponenter ved 416 og 624MHz . De overharmoniske komponentene oppstår fordi signalgeneratoren ikke klarer å generere en perfekt 1-tone ved 208MHz . Figur 67 viser er disse komponentene rundt 50dB lavere, og påvirker derfor "RF"-signalet i svært liten grad. Styrken på de overharmoniske komponentene stemmer godt overens med databladet til signalgenerator 1, som sier at de skal være minst 30dB lavere. I figur 68 undersamples "RF"-signalet med en rate på 50MHz , og 1. Nyquistbånd omfatter området DC til 25MHz . Figuren viser på samme måte som figur 36, hvordan "RF"-signalet kopieres ned til basebåndfrekvensen 8MHz . Samtidig inneholder frekvensspekteret svake komponenter ved 16 og 24MHz . Med en punktprøvsrate på 50MHz befinner 416MHz seg 16MHz ovenfor nedre grense til 13. Nyquistbånd. På samme måte vil 624MHz befinne seg 24MHz ovenfor nedre grense til 21. Nyquistbånd. Med en punktprøvsrate på 50MHz vil 2. og 3. harmoniske av "RF"-signalet befinne seg i oddetalls Nyquistbånd, og kopieres derfor ned til 16 og 24MHz . Figurene 67 og 68 viser noe simuleringene ikke fikk vist, nemlig viktigheten av et båndpassfilter før undersamplingen. Dersom båndpassfilteret ikke demper de overharmoniske komponentene godt nok, vil de kopieres ned til 1. Nyquistbånd.

Figur 69 viser hvordan oscilloskopet innfører støygulvet vist i figur 68. Det digitale oscilloskopet vil med 8 bit begrense SNR til 48dB . SINAD til "RF"-signalet og det undersamlede resultatet ble beregnet til henholdsvis 37.6 og 36.7 . Fallet kan komme av at "RF"-signalet ble over- og undersamlet ved forskjellig tidspunkt, og 1dB er svært lite i forhold til et SINAD på 37dB . 37dB er fortsatt 11dB under det kvantiseringsstøyen

bidrar til. Det er viktig å huske på at det er SINAD og ikke SNR som er beregnet i tabell 7. SINAD inkluderer de overharmoniske komponentene som støy, og vil derfor være lavere enn SNR dersom et signal inneholder overharmoniske komponenter. Siden de overharmoniske komponentene til "RF"-signalet er rundt $50dB$ lavere, er forskjellen i SINAD og SNR på kun $0.4dB$. Med en forskjellen på kun $0.4dB$ er det rimelig å anta støynivået til oscilloskopet også påvirkes av andre støyfaktorer. ADCen i oscilloskopet er ikke ideell, og vil innføre mange av de begrensningene beskrevet i delkapittel 2.3. Blant annet vil ADC innføre jitterstøy. Jitteret til den interne klokka på oscilloskopet er oppgitt til å være typisk $8ps$ i RMS-verdi. Med en inngangsfrekvens på $208MHz$ vil jitter på $8ps$ begrense SNR til $39.6dB$. Men som figur 71 viser er det rimelig å anta at jitteret oscilloskopet innfører er mindre enn $8ps$. Det viktigste tabell 7 viser er at det ikke er selve undersamplingen i SDC som er problemet, men at det punktprøves direkte på et signal med relativt høy frekvens.

Betydningen av jitter ble studert nøyere for SDC. Tabell 8 viser hvordan jitteret til den interne klokke på oscilloskopet påvirker punktprøvingen av forskjellige inngangssignaler. Den samme tabellen vises grafisk figur 71. Figuren viser hvordan SINAD begynner å avta etter $400MHz$, og følge kurven til teoretisk jitter. Før $400MHz$ vises det hvordan SINAD holder seg på $37dB$. Jitteret til oscilloskopet er som nevnt oppgitt til typisk $8ps$ RMS. Funnene i figur 71 kan tyde på at jitteret til den interne klokka på oscilloskopet er mindre enn $8ps$. SINAD beregningene i tabell 8 stemmer bedre overens med en jitter mellom $5ps$. Figur 71 viser hvordan RMS-jitter med $5ps$ ligger litt over SINAD beregningene i tabell 8. Siden SINAD er litt lavere enn SNR er det rimelig å anta at jitteret er i området rundt $5ps$ istedenfor oppgitt $8ps$. Det viktigste figur 71 og tabell 8 viser er hvordan jitteret er avhengig av inngangsfrekvensen. Desto høyere inngangsfrekvens, desto større blir støybidraget fra jitteret, slik at SNR og SINAD minker. Når inngangsfrekvensen er mindre enn rundt $400MHz$ er jitterstøyen mindre enn de andre støykomponentene, og vil på den måten ikke påvirke SINAD eller SNR. I de tilfellene er det andre faktorer som begrenser SINAD og SNR.

Figur 72 viser hvordan den analoge båndbredden til oscilloskopet på $1GHz$ påvirker inngangssignalene i figur 70. Den analoge båndbredden bestemmes ut i fra den inngangsfrekvensen som dempes med $3dB$. Det stemmer godt overens med resultatene i figur 72, som viser at inngangsfrekvensen på $925MHz$ blir dempet med cirka $3dB$. Når inngangsfrekvensen økes til $1050MHz$ dempes signalet ytterligere, med $4.4dB$. Figur 72 viser også hvordan inngangssignalene lavere enn $925MHz$ også dempes med en faktor. Det stemmer godt overens med den frekvensresponsen til den "reelle" undersampleren benyttet i simuleringene og vist i figur 37.

Frekvensspekterne i figur 73 viser hvordan inngangsfrekvenser i oddetalls Nyquistbånd kopieres ned til 1. Nyquistbånd uten å speilvendes, samtidig som frekvenser i partalls Nyquistbånd speilvendes og kopieres ned. I figur 73(a) er inngangsfrekvensen på $50MHz$ oversamlet. Figuren viser hvordan signalgenerator 1 produserer en overharmonisk komponent ved $100MHz$. Både frekvenskomponenten ved 50 og $100MHz$ befinner seg innenfor 1. Nyquistbånd, som omfatter frekvensområdet fra DC til $125MHz$. Når inngangsfrekvensen økes til $675MHz$ befinner inngangsfrekvensen seg i 6. Nyquistbånd. Innholdet i 6. Nyquistbånd speilvendes og kopieres ned til 1. Nyquistbånd, slik

at frekvenskomponenten ved 675MHz konverteres ned til 75MHz , vist i figur 73(b). Den 2. harmoniske til 675MHz befinner seg på 1350MHz , lokalisert 100MHz ovenfor nedre grense til 11. Nyquistbånd. Siden 11. Nyquistbånd er et oddetalls Nyquistbånd, kopieres frekvenskomponenten ved 1350MHz ned til 100MHz . Den siste frekvenskomponenten markert i figur 73(b) befinner seg ved 25MHz , og er en kopi av 3. harmoniske til 675MHz , som befinner seg i 17. Nyquistbånd ved frekvensen 2025MHz . Dersom kopiene av de overharmoniske komponentene i figur 73(b) sammenlignes med de i figur 73(a), vises det at de komponentene i figur 73(b) er sterkere de i figur 73(a). Grunnen til det kan være at signalgenerator 1 genererer sterkere overharmoniske komponenter ettersom frekvensen øker. Det er også viktig å legge merke til at 3. harmoniske til 675MHz , ved 2025MHz , slipper igjennom oscilloskopet, selv om det har en analog båndbredde på 1GHz . I figur 73(c) endres inngangsfrekvensen til 1050MHz , som er over den analoge båndbredden til oscilloskopet. Denne overtredelsen vises ved at frekvenskomponenten ved 50MHz er dempet med over 4dB i forhold til tilsvarende frekvenskomponent i figur 73(a). Frekvenskomponenten markert ved 100MHz i figur 73(c), er en kopi av 2. harmoniske til 1050MHz lokalisert ved 2100MHz . Lokasjonen til denne 2. harmoniske befinner seg 100MHz ovenfor nedre grense til Nyquistbånd 17, og blir derfor kopiert ned til 100MHz i undersamplingen. Frekvenskomponenten ved 100MHz i figur 73(c) er rundt 15dB sterkere enn tilsvarende frekvenskomponent i figur 73(a). En av grunnene styrkeforskjellen er at signalgenerator 1 genererer sterkere overharmoniske frekvenskomponenter når frekvensen er økt til 1050MHz , som er maksimalt av hva signalgeneratoren klarer å levere. Siden de overharmoniske komponentene øker, kan det også forklare hvorfor SINAD faller i tabell 8, når inngangsfrekvensen økes til 1050MHz .

5.2. Sampling Up Conversion

MATLAB simulering

Ved hjelp av en DAC og et båndpassfilter oppnår SUC en frekvenskonvertering, hvor funksjonen til båndpassfilteret er å hente ut en kopi i RF-båndet. Frekvensspekteret til en DAC dempes i henhold til impulsmoduleringen beskrevet i delkapittel 2.4. Delkapittelet beskriver i korte trekk hvordan frekvensspekteret til en DAC inneholder kopier av basebåndsignalet oppover i alle Nyquistbåndene, samtidig som det dempes av en sinc. Sinc-dempningen kommer av at punktprøvene foldes med en firkantpuls. I simuleringen kalles firkantpulsene for en bølgeform. Grunnen til at navnet bølgeform, er at DAC-omformerer vist i figur 46 benyttes til andre bølgeformer enn firkantpulser senere i simuleringen.

Figur 47 viser hvordan forskjellige bølgeformer demper frekvensspekteret ulikt. Desto kortere firkantpuls, desto mer smøres sinc-dempningen ut i frekvens. Utsmøringen kommer av at det fjernes energi i DAC-utgangen. Utgangen til en ZOH-DAC, med T lik punktprøvsperioden T_s , har veldig lik form som basebåndsignalet, fordi innholdet i 1. Nyquistbånd er sterkest. Når firkantpulsene gjøres kortere blir DAC-utgangen mindre og mindre lik basebåndsignalet, og frekvenskomponentene i de lavereliggende

Nyquistbåndene dempes. Siden impulsmoduleringen utføres med kortere firkantpulser, vil nullpunktet til sinc-dempningen flyttes opp i frekvens.

Figur 49 og 50 viser hvordan frekvensresponsen til bølgeformen demper DAC-utgangene. Det vil si at en frekvensstudie av bølgeformen er tilstrekkelig for å karakterisere hvordan frekvensspekteret til en DAC dempes. RF-signalet i simuleringene har en båndbredde på 1GHz , fra 9 til 10GHz , lokalisert i 9. Nyquistbånd. For at informasjonen i 9. Nyquistbånd ikke skal deformeres bør en RTZ-DAC benyttes, som vist i 48. I tillegg viser figur 48 hvordan styrkeforskjellen mellom 1. og 9. Nyquistbånd minker ved bruk av en RTZ-DAC. Det vil si at energien som fjernes ved bruk av en RTZ-DAC er med på å bedre arbeidsvilkårene til båndpassfilteret. Det er viktig å huske på at resultatene vist i figur 49 og 50 gjelder for ett gitt scenario. Både punktprøvsfrekvensen og valget av T er frihetsgrader i et SUC-system. Ved å variere på disse parameterne er det mulig å bestemme hvor kopiene av basebåndsignalet oppstår, og hvordan de dempes. Figur 51 viser hvordan valget av DAC-type er avhengig av hvilket frekvensområde det er ønskelig å konvertere opp til.

I et reelt system vil ikke DAC-utgangene inneholde ideelle firkantpulser. De forskjellige bølgeformene i figur 52 representerer bedre hvilke bølgeformer som kan oppstå i en reell RTZ-DAC. Som vist i figur 53 forflytter nullpunktet til sincen seg i avhengig av hvor mye energi bølgeformen inneholder. Dersom bølgeformen inneholder mer energi enn en ideell RTZ-DAC forflyttes nullpunktet til sincen ned i frekvens. På samme måte vil nullpunktet til sincen flyttes opp i frekvens, om bølgeformen inneholder mindre energi. Det viktigste figur 52 og 53 viser er at reelle systemer vil påvirke hvordan frekvensspekteret til en DAC dempes.

Jitter vil begrense SNR et SUC-system, men ikke på samme måte som et SDC-system. Den største forskjellen er at fasestøyen innføres på basebåndsignalet, istedenfor RF-signalet. Ligning (29) viser hvordan SNR begrenses avhengig av frekvensen fasestøyen innføres på. Det betyr at kravet til fasestøyen er mindre for et SUC-system enn for et SDC-system. Selv om kravet er mindre innføres det et konstant støygulv på basebåndsignalet når tilfeldig jitter legges til. Figur 54 viser hvordan det konstante støygulvet formes av sinc-dempningen, fordi jittestøyen også foldes med firkantpuls. Det at støyen også dempes av en sinc viser hvordan SUC er en frekvenskonverterings-metode som ikke påvirker støy-egenskapene til basebåndsignalet. Det betyr at SNR er den samme i alle Nyquistbåndene vist i figur 54. Tabell 6 viser hvordan SNR opprettholdes etter at 9. Nyquistbånd filtreres ut. Tabellen viser også hvordan SNR faller dersom et filter med dårlige frekvenssegenskaper benyttes. Dersom båndpassfilteret ikke har bratt nok demping utenfor passbåndet, vil kopiene i de andre Nyquistbåndene tolkes som støy, som minker SNR. Det er med på å belyse viktigheten av et godt båndpassfilter, når kopien i RF-båndet skal hentes ut. Det viser også hvorfor det er gunstig å benytte en RTZ-DAC istedenfor en ZOH-DAC. Spesifikasjonene til båndpassfilteret vil være helt avhengig av hvilket frekvensområde, hva slags type DAC og hvilken punktprøvsfrekvens et SUC-system benytter.

Forskjellige typer bølgeformer studeres i figurene 57 til 61. Den viktigste og kanskje mest gjennomførbare bølgeformen er alternativ bølgeform 1, vist i figur 57. Grunnen er at alternativ bølgeform 1 er enklest og implementere i et reelt system, samtidig

som DC fjernes. Figur 57 viser også hvordan frekvensinnholdet ved $10GHz$ dempes $17dB$ istedenfor $23dB$, som en RTZ-DAC vil dempe innholdet. Første nullpunkt i sinc-dempningen er tilsvarende som en RTZ-DAC, samtidig som innholdet i 9. Nyquistbånd ikke deformeres. Den eneste ulempen med denne bølgeformen er at den er vanskeligere å implementere i et reelt system. De andre bølgeformene er kun tatt med for å vise hvordan en foring av bølgeformen kan bestemme frekvensdempningen. Flere av bølgeformene i 58 til 61 er vanskelig å implementere i et reelt system, og vil derfor være uaktuelle for oppkonvertering. Bølgeformen vist i figur 59 og 61 er egentlig bare en variant av konvensjonell miksing. Den eneste forskjellen er at bølgeformen legges direkte på alle punktprøvene, istedenfor å glatte ut utgangen til en ZOH-DAC og benytte en mikser.

Praktiske laboratorieforsøk

SUC ble i praksis studert ved å benytte en RTZ-krets, ved å produsere kopier av et basebåndsignal oppover i Nyquistbåndene, hvor Nyquistbåndene defineres frekvensen til en oscillator. Figur 78 viser hvordan RTZ-kretsen slipper igjennom en liten del et basebåndsignal, bestemt av en forsinkelse og oscillatorfrekvensen. RTZ-kretsen illustrerer utgangen til en RTZ-DAC, som holder punktprøvningsverdiene til et basebåndsignal konstant i T sekunder innenfor hvert punktprøvningsintervall T_s . Før kretsen ble brukt som frekvenskonverter ble internstøyen studert. Figur 75 viser hvilken tidsrespons RTZ-kretsen har uten et basebåndsignal koblet til. Figuren viser hvordan RTZ-kretsen får en glitch-karakteristikk, som oppstår hver gang bryteren i kretsen åpner og lukker seg. RTZ-kretsens funksjonalitet er bedre forklart i appendiks C, og diskuteres derfor ikke videre. Men det er viktig å være klar over hvilke frekvenskomponenter bryterstøyen fra RTZ-kretsen genererer. Frekvenskomponentene er vist i figur 76, og viser at de oppstår ved oscillatorfrekvensen på $40MHz$, og ved overharmoniske av $40MHz$.

Resultatene i figur 80 viser hvordan RTZ-kretsen tilsvarer en RTZ-DAC med $T = 3.68ns$, med koaksialkabel 1 som forsinkelse, og en RTZ-DAC med $T = 5.6ns$ når koaksialkabel 2 benyttes. Figur 80 viser hvordan glitch karakteristikken i figur 75, oppstår selv når et basebåndsignal er koblet til inngangen. Det betyr at frekvenskomponentene i figur 76 også oppstår når et basebåndsignal kobles til. Figur 80 viser også at riktig spenningsverdi ikke oppnås momentant, ved at det tar litt tid før riktig spenningsnivå nås. På samme måte vises det hvordan det skjer en utladning når bryteren lukkes. Formen på utladningen ligner på en RC-krets utladning, lik bølgeform 2 i figur 52. Etter bryteren inneholder RTZ-kretsen en DC-offset krets og en buffer, se figur C.3, som tar opp overflødig spenningsnivå når bryteren lukkes. Bufferne har en inngangskapasitans på $2pF$, og DC-offset kretsen tilsvarer 100Ω . Ved hjelp av ligning (A-1) tilsvarer det en τ på $0.5ns$, stemmer godt overens med utladningstiden vist i figur 80.

Frekvensen på oscillatoren i figur 74 er med på å bestemme hvor kopiene av basebåndsignalet oppstår. Oscillatorfrekvensen på $40MHz$ definerer en Nyquistbåndbredde på $20MHz$. Det vil si at alt frekvensinnhold innenfor DC til $20MHz$ kopieres til alle Nyquistbåndene. Frekvensspekteret av basebåndsignalet i figur 83 viser hvordan det inneholder en overharmonisk komponent ved $16MHz$. Den overharmoniske komponenten-

ten befinner seg innenfor 1. Nyquistbånd, og kopieres derfor også til alle Nyquistbåndene. Kopieringen til Nyquistbåndene vises i figur 81. Figuren viser hvordan lengden på parameteren T bestemmer frekvensdempningen på samme måte som vist i simuleringene. Desto lengre T , desto større utsmøring av sinc-dempningen i frekvensspekteret. I figur 80(a) måles T til $3.68ns$, men som figur 81(a) viser stemmer frekvensdempningen bedre overens med en RTZ-DAC med $T = 4.0ns$. Avviket kan komme av at T er målt med kaldere kretser. Alle forsinkelser øker med økende temperaturer. Frekvensspektrene vist i figur 81 viser hvordan frekvensdempningen får et større avvik fra den ideelle dempningen når frekvensen øker. Hovedgrunnen til det er at komponentene benyttet i RTZ-kretsen har en begrenset båndbredde. Blant annet har bryteren som slipper igjennom basebåndsignalet en analog båndbredde på $300MHz$.

Resultatet i figur 84 viser hvordan det er mulig å konvertere bredbåndede signaler opp i frekvens. Siden Nyquistbåndene må defineres større enn signalbåndbredden vil 1. Nyquistbånd omfatte hele signalbåndbredden. Det at hele Nyquistbåndet konverteres opp i frekvens, betyr også at hele signalbåndbredden konverteres opp. På den måten vises det hvordan punktprøvningsfrekvensen avgjør hvor i frekvensbåndet basebåndsignalet konverteres til. Resultatet i figur 84 viser også hvordan valget av DAC-type vil avgjøre hvor mye kopien i Nyquistbåndene dempes. I figur 81 er det lett å tro at styrkeforskjellen mellom frekvenskomponenten ved $128MHz$ for de to ulike pulsbandbreddene er rundt $5dB$. Men som figur 84 viser er ikke den relative styrkeforskjellen på mer enn $1.35dB$. Hovedgrunnen til forskjellen ligger i at frekvenskomponenten ved $8MHz$ også avhengig av DAC-type. Desto kortere T , desto mer vil frekvenskomponentene i de lavereliggende Nyquistbåndene dempes. Det stemmer også godt overens med frekvensdempningen vist i figur 47.

SINAD før og etter frekvenskonverteringen i tabell 9 viser hvordan SINAD faller med over $8dB$ i frekvenskonverteringen. Hovedgrunnen til fallet kommer av at oscilloskopet innfører støy, som begrenser SINAD. Det vil si at SINAD målingene i tabell 9 ikke viser at hvordan frekvenskonverteringen beholder SINAD-nivået, slik som i tabell 6. Resultatene belyser derimot en av ulempene til SUC. Siden frekvenskomponentene oppover i Nyquistbåndene dempes av sinc, vil systemet være mer følsomt for støygulv andre komponenter i et SUC-system kan innføre. I tabell 9 er det måleinstrumentet som er begrensningen, men i et reelt system kan andre komponenter også innføre støy. Det er derfor viktig å være klar over at SUC er en frekvenskonverterings-metode som ikke benytter seg av all tilgjengelige effekt i signalet. Det kan være en ulempe dersom SUC benyttes i batteridrevne systemer. I mange trådløse systemer benyttes en effektforsterker før signalet sendes ut på antennen, som ofte bruker mye mer effekt enn den tapt i frekvenskonverteringen. På den måten vil effekttapet SUC innføre være av svært liten grad i forhold til total effekt benyttet i systemet. Det viktigste er at SNR eller SINAD opprettholdes etter frekvenskonverteringen, slik at signalet som sendes ut på antennen ikke har et dårlig SNR.

5.3. Totalsystem

MATLAB simulering

I delkapittel 3.3 vises det hvordan SDC kan benyttes sammen med SUC for å konvertere et RF-signal henholdsvis ned og opp i frekvens. Resultatene viser hvordan jitteret i nedkonverteringen påvirker konverteringsprosessen i større grad enn oppkonverteringen. Hovedgrunnen til denne forskjellen er diskutert tidligere i delkapittel 5.2. Ofte er det ønskelige å ha koherente RF-systemer. Det oppnås ved å bruke samme klokke i opp- og nedkonvertering. Et koherent totalsystem, bestående av SDC og SUC, må derfor velge en klokkekilde basert på fasestøyen som innføres i nedkonverteringen. Dersom klokken er god nok for nedkonvertering vil den også være god nok for oppkonvertering. Simuleringene i oppgaven har brukt to forskjellige jitter vektorer for å simulere jitter, en for nedkonvertering og en for oppkonvertering. Det ville kanskje vært gunstig å laget en lang jitter vektor som simulerte klokken, og brukt disse verdiene i ned- og oppkonvertering. Siden jitter varierer tilfeldig fra punktprøve til punktprøve skal det i teorien ikke ha noen praktisk betydning. Derfor er det rimelig å anta at simuleringene gjort i MATLAB også er gyldig for et koherent totalsystem.

Figur 65 viser innholdet i 9. Nyquistbånd normalisert til RF-signalet sendt inn i totalsystemet, og viser hvordan innholdet er dempet med $23.5dB$. Undersampleren brukt hadde en analog båndbredde på $20GHz$ og AT på 4τ , som gir en demping på $1dB$ i henhold til ligning (39). I tillegg fører SUC til at signalet dempes med $22.5dB$, som vist i figur 50, slik at den totale dempingen blir $23.5dB$. I delkapittel 2.1 ble begrepet konversjonstap innført for en mikser. Konversjonstapet beskriver hvor mye effekt som tapes i frekvenskonverteringen. For å relatere det uttrykket til SDC og SUC vil konversjonstapet være størst i oppkonverteringen. Så lenge ADCen har god nok analog båndbredde og klarer å punktprøve direkte på RF-signalet, er det ikke snakk om noe konversjonstap i nedkonverteringen. I oppkonverteringen kan det sies at det innføres et konversjonstap siden kopien i RF-båndet dempes av DACen. Størrelsen på konversjonstapet vil være avhengig av hva slags DAC-type og hvilket frekvensområde som benyttes.

Praktiske laboratorieforsøk

Det praktiske laboratorieforsøket av totalsystemet er mer omfattende enn totalsystemet simulert i delkapittel 3.3. Hovedgrunnen for det er at en FPGA-modul ble innført, som blant annet muliggjorde en studie av en ZOH-DAC. Før FPGA-modulen ble innført ble viktigheten av et godt båndpassfilter illustrert. Figur 89 viser hvordan båndpassfilteret fjerner den overharmoniske komponenten, samtidig som støygulvet faller litt. Tabell 10 viser hvordan SINAD forbedres med $2dB$ etter båndpassfilteret. Forskjellen mellom SINAD og SNR var på kun $0.3dB$ før båndpassfilteret, som betyr at SNR forbedres med $1.7dB$. Forbedringen i SNR tyder på at signalgenerator 1 har et SNR på rundt $38dB$, og at oscilloskopet ikke setter en begrensning. Et SNR på $38dB$ vil fortsatt være i grenseland av hva oscilloskopet klarer, siden oscilloskopet digitaliserer inngangene med 8 bit, og har RMS jitter rundt $5ps$. Det viktigste figur 89 viser er hvordan båndpassfilteret

fjerner uønskede frekvenskomponenter som kan foldes ned til 1. Nyquistbånd. SINAD eller SNR vil være helt avhengig av hvilket signal som skal nedkonverteres.

Frekvensspekteret til ZOH-DACen, i figur 92, viser hvordan en ZOH-DAC også inneholder kopier av 1. Nyquistbånd i alle Nyquistbåndene. Figuren viser også hvordan 1. Nyquistbånd inneholder flere frekvenskomponenter enn basebåndfrekvensen. Det er frekvenskomponenter som genereres av DACen i konverteringen til et analog signal. Figur 91 viser hvordan ZOH-DAC-utgangen ikke inneholder perfekte firkantpulser, som vil føre til at uønskede frekvenskomponenter oppstår. I figur 92 er frekvensspekteret dempet i henhold til en ideell ZOH-DAC, på samme måte som vist i simuleringene i figur 49. Dempningen fører til at frekvensinnholdet i alle Nyquistbåndene deformeres av sincen. Deformeringen vises blant annet ved den relative styrkeforskjellen mellom kopiene i 7. Nyquistbånd forandres i forhold til innholdet i 1. Nyquistbånd. Deformeringen vil skape problemer dersom basebåndsignalet er bredbåndet.

Figur 96 viser hvordan styrkeforskjellen i Nyquistbåndene opprettholdes etter at RTZ-kretsen er koblet til. Alle frekvenskomponentene i 7. Nyquistbånd dempes med lik faktor, slik at formen på et eventuelt bredbåndet basebåndsignal opprettholdes i alle Nyquistbåndene. I tillegg til lik dempning viser figur 96 hvordan innholdet ved basebåndfrekvensen kun er $6dB$ sterkere, istedenfor $27dB$ som vist i figur 92. RTZ-kretsen fjerner energi i signalet fra ZOH-DAC-utgangen, som fører til at frekvenskomponenten i Nyquistbåndene lavere enn 7. Nyquistbånd dempes. Det gjør jobben for et eventuelt båndpassfilter mye enklere.

Frekvensspekteret i figur 99 viser hvordan inn- og utgangen består av samme frekvenskomponent ved $128MHz$, samtidig som utgangen inneholder noen svake komponenter ved 132 og $136MHz$. De svake frekvenskomponentene er komponenter som genereres på FPGA-modulen, mest sannsynlig i konverteringen til et analogt signal i DACen. Hovedforskjellen til inn- og utgangssignalet er at styrkeforskjellen er stor. Det digitale oscilloskopet innfører et støygulv, som gjør at SINAD begrenses. Det vil si at SINAD beregningen i tabell 11 ikke viser hvordan SINAD/SNR opprettholdes i frekvenskonverteringen, men at støygulvet oscilloskopet innfører en begrensning.

2-tone "RF"-signalet ble generert ved hjelp av effektdeler 3. Utgangen av 2-tone testen i figur 105 viser hvordan den båndpassfiltrerte utgangen består av noen uønskede frekvenskomponenter. Det belyser igjen viktigheten av et godt båndpassfilter på inn- og utgangen. Siden utgangstrinnene til signalgeneratorne genererer sterke intermodulasjonsprodukter av inngangsfrekvensene, klarer ikke båndpassfilteret på inngangen å fjerne komponentene fullstendig. Det fører til at uønskede frekvenskomponenter flyttes ned til basebåndet. Tilsvarende innhold i basebåndet flyttes opp i frekvens ved hjelp av SUC. Alle de uønskede frekvenskomponentene etter oppkonverteringen er frekvenskomponenter som genereres av komponentene benyttet i oppgaven. Det er med på å belyse at kravet til båndpassfilterene, ADC, DAC og RTZ-krets øker, dersom SDC og SUC skal benyttes som frekvenskonverterings-metode. I tillegg vil kravet til jitter øke når inngangsfrekvensene øker.

De tre forskjellige scenarioene i tabell 12 og figur 106 viser hvordan styrkeforholdet og frekvensen til inngangssignalene opprettholdes i frekvenskonverteringen. På den

måten kan det sies at frekvenskonverterings-metoden ved hjelp av SDC og SUC er en lineær prosess. Men siden det er brukt reelle kretser i frekvenskonverteringen oppstår det uønskede frekvenskomponenter. Blant annet genererer ZOH-DACen overharmoniske komponenter av basebåndfrekvensene, samtidig som RTZ-kretsen innfører grunntonen og overharmoniske komponenter av oscillatorfrekvensen.

Totalsystemet har benyttet en ekstern RTZ-krets. Det betyr at punktprøvene av basebåndsignalet først omgjøres av en ZOH-DAC, som innfører ulineariteter. Dersom RTZ-kretsen er innebygget i DACen vil ikke ulinearitetene til ZOH-DACen innføres. Det vil si at dersom SUC skal benyttes som oppkonverterings-metode, er det gunstig å benytte en RTZ-DAC, istedenfor en ekstern RTZ-krets etter en ZOH-DAC. RTZ-kretsen er bygget opp rundt et relativt enkelt prinsipp, ved at en bryter slipper igjennom et inngangssignal i et lite tidspunkt. Enkelheten til prinsippet bak RTZ-kretsen, sammen med akseptable ytelser, vitner om et robust system.

Siden det er benyttet reelle komponenter i de praktiske laboratorieforsøkene må alle nevnes som mulige feilkilder. Kun de viktigste feilkildene er nevnt tidligere i diskusjonen, men alle kabler og måleutstyr er også potensielle feilkilder.

For at SDC og SUC skal bli brukt som et alternativ til superheterodyn-prinsippet må det ikke gå på bekostning av ytelsen. En av de store fordelene med SDC og SUC er at størrelsen blir vesentlig mindre, da ned- og oppkonvertering skjer på enheter ethvert analogt/digitalt system må inneholde. Den eneste forskjellen er at kravet til komponentene i systemet øker. Økningen i krav vil også føre til at prisen på komponentene i frekvenskonverteringen vil stige. Dersom prisen på komponentene ikke overstiger prisen på mikseren vil et system med SDC og SUC være billigere enn miksing med superheterodyn-prinsippet. I realiteten vil ikke et slikt totalsystem bli billigere per dags dato, fordi SDC og SUC er frekvenskonverterings-metode som er lite utprøvd for frekvenser i RF-området. Systemer som opererer på høye frekvenser vil være dyre å utvikle, men utviklingen vil alltid bringe frem bedre og billigere komponenter.

6. Konklusjon

Denne oppgaven har sett nærmere på *Sampling Down Conversion* (SDC) og *Sampling Up Conversion* (SUC) som en metode for å flytte bredbandede RF-signaler ned og opp i frekvens. Bakgrunnsteorien har vist hvordan generell punktprøvingsteori og ideelle ADC og DAC utfører frekvenskonverteringen, ved hjelp av båndpassfiltre og riktig valg av punktprøvingsfrekvensen f_s . I tillegg har bakgrunnsteorien påpekt hvilke praktiske begrensninger reelle ADC og DAC vil innføre, hvor spesielt betydningen av ADCens S/H-krets og valget av DAC-type fremheves. Ytelsen til SDC og SUC er blitt analysert ved hjelp av MATLAB og praktiske laboratorieforsøk.

Gjennom analysen vises det hvordan et RF-signal i høyereliggende Nyquistbånd kan konverteres til og fra et basebånd. Det er vist hvordan valget av f_s påvirker frekvenskonverteringen, ved at innhold i oddetalls Nyquistbånd er kopier av RF-signalet, mens innhold i partalls Nyquistbånd er speilvendte kopier. SDC konverterer et RF-signal ned i frekvens ved å undersample direkte på RF-signalet. Det er vist hvordan ADCens analoge båndbredde og oppladningstid, AT , påvirker undersamplingen. For lav analog båndbredde og/eller for liten AT fører til at ADCens S/H-krets ikke klarer å følge RF-signalet, og feil punktprøvningsverdi avleses. Det er også vist hvordan SDC er ekstra følsomt for fasestøy, fordi det punktprøves direkte på RF-signalet. Fasestøyen innføres fordi ADCen benytter en oscillator til punktprøvingen, som innfører jitter og dermed begrenser SNR. SUC konverterer et basebåndsignal opp til RF ved å båndpassfiltrere direkte på utgangen til en DAC. For at kopien i RF-båndet ikke skal deformeres er det vist hvordan en RTZ-DAC bør benyttes istedenfor en konvensjonell ZOH-DAC. Analysen har påpekt hvordan forskjellige typer RTZ-DAC påvirker frekvensdempningen, ved at formen og lengden på impulsmoduleringen bestemmer nullpunktene i en sinc-dempning av frekvensspekteret. Det er også vist hvordan SUC er mye mindre følsomt for jitter enn SDC. For både SDC og SUC er betydningen av et godt båndpassfilter påpekt.

De praktiske laboratorieforsøkene har vist hvordan SDC og SUC kan benyttes til frekvenskonvertering i reelle systemer. Selv om forsøket er utført på et lavt frekvensområde kan resultatene overføres til å gjelde for langt høyere frekvensområder. Dersom en S/H-krets med god nok analog båndbredde velges sammen med en oscillator med lite fasestøy, vil SDC være en konverteringsmetode som bringer RF-signalet ned til basebåndet. Picosecond Pulse Lab har blant annet utviklet en sampler med 100GHz analog båndbredde med en maksimal punktprøvningsrate opp til 10GHz [Pep04a]. SDC og undersampling er en teknikk som benyttes i flere systemer, blant annet finnes det digitale oscilloskop hvor en høyhastighets sampler benyttes sammen med en ADC med lavere båndbredde [ZS03]. Hovedutfordringen til et SUC-system i RF-området er å lage korte nok pulser i DACen, samtidig som kravet til båndpassfilteret øker med økende frekvens. Picosecond Pulse Lab har utviklet en oppkonverterings-metode som ligner SUC, hvor egenskapene til 10GHz samplern også benyttes i oppkonverteringen [Pep04b]. Følgende artikkel [MDB09] har testet SDC og SUC sammen på en bredbåndet Software Defined Radio, og vist hvordan fleksibiliteten til SDC og SUC kan utnyttes. Flexibiliteten vil være den største fordelen til SDC og SUC, ved at den digitale enheten føres nærmere antennen. Ved å variere punktprøvningsfrekvensen er det også mulig å variere

frekvensområdet i opp- og nedkonverteringen. En annen stor fordel er at den fysiske størrelsen minker, samtidig som systemytelsen kan forbedres. Systemytelsen vil være helt avhengig av komponentene som benyttes i frekvenskonverteringen. God systemytelse krever gode komponenter, som igjen vil føre til at kostnaden øker. Det er med på å belyse en av ulempene ved SDC og SUC, ved at kravene til blant annet analog båndbredde, jitter og DAC-type øker.

Hovedkonklusjonen er at SDC og SUC kan benyttes til frekvenskonvertering, dersom komponentene som benyttes har gode nok spesifikasjoner. Hvilket frekvensområde SDC og SUC kan operere under er helt avhengig av komponentene som benyttes i konverteringen. SDC og SUC vil også øke fleksibiliteten, ved at den digitale enheten føres nærmere antennen. Fleksibiliteten oppnås ved at det stilles strengere krav til komponentene, da det alltid vil være en trade-off mellom fleksibilitet, kostnad og systemytelse.

6.1. Videre arbeid

Denne oppgaven er en generell beskrivelse av SDC og SUC, hvor arbeidsprosessen har omfattet studie av bakgrunnsteorien, simulering og implementering i et reelt eksempel-system. Denne stegvise prosessen er som regel arbeidsmetoden som benyttes i karakterisering av et nytt system. Siden eksempelsystemet har benyttet et lavere frekvensområde vil en naturlig vei videre være å innføre SDC og SUC i et RF-system som opererer i $10 - 20\text{GHz}$ -området. En innføring i dette frekvensområdet vil også medføre en dypere analyse av komponentene benyttet i RF-systemet. En annen mulig vei å gå er å benytte SDC og SUC sammen med en konvensjonell mikser. Dersom konverteringen skal skje over store frekvensområder brukes det i dag ofte en 2-steps miksing. Som en første gangs tilnærming til et rent SDC og SUC system, er det en mulighet å konvertere analogt med en mikser til og fra en IF, for så å bruke SDC og SUC til og fra et basebånd.

RF-signalerne benyttet i oppgaven består kun av 1 eller 2 frekvenskomponenter. Bred båndbredde ble tatt høyde for ved lage Nyquistbåndene store, slik at bredbandede signaler får plass i dem. Det vil si at kun en liten del av Nyquistbåndene er benyttet i oppgaven. Bredbandede RF-signaler kan ha en båndbredde opp til 1GHz eller mer. Som en videreføring av testbenken utviklet i MATLAB er det derfor mulig å implementere et bredbåndet RF-signal, for eksempel et radarsignal, for å se hvordan det påvirker ytelsen til SDC og SUC. Da vil blant annet beskyttelsesbånd bli mer aktuelt.

I denne oppgaven er kun prinsippet bak superheterodyn-prinsippet beskrevet. Siden SDC og SUC sees på som et alternativ til superheterodyn-prinsippet vil en reell sammenligning av de to systemene være av interesse, hvor konverteringsmetodene settes opp mot hverandre. Ved å gjøre for eksempel støyberegninger kan systemene settes opp mot hverandre, og fordeler og ulemper ved de ulike systemene vil synliggjøres bedre.

Resultatene fra oppgaven kan også tas videre til å se på nye anvendelser av SDC og SUC. Blant annet benyttes kun ett Nyquistbånd i oppgaven. Ved å benytte en filterbank kan forskjellige Nyquistbånd anvendes, slik at frekvensområdet SDC og SUC opererer under økes. Det er også mulig å benytte flere ADC og DAC i parallell, for å øke punktpåprøvingraten, som igjen øker båndbredden til systemet.

Referanser

- [Ame] Amendørs. Lærehefte i kretsanalyse tet4100, høsten 2007.
- [Cer09] Ramón M. Cerda. Impact og ultralow phase noise oscillators on system performance. 2009.
- [Deva] Analog Devices. Datablad for adc ad9430. www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9430.pdf.
- [Devb] Analog Devices. Datablad for dac ad9777. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9777.pdf.
- [ENGA] HUNT ENGINEERING. Datablad for heron-base-fifo. <http://www.hunteng.co.uk/pdfs/manuals/heron-base2.pdf>.
- [ENGB] HUNT ENGINEERING. Datablad for heron-io5. <http://www.hunteng.co.uk/pdfs/manuals/heronio5.pdf>.
- [ES05] Analog Devices Inc. Engineering Staff. *The Data Conversion Handbook*. Newness, 2005.
- [FLU] FLUKE. Datablad for singalgenerator 6060a. www.testequipmentconnection.com/specs/FLU%206060A%20SPECS.PDF.
- [Hay01] Simon Haykin. *Communication System*. John Wiley & Sons, 4th edition, 2001.
- [HP/] HP/Agilent. Datablad for signalgenerator 8656b. <http://www.testequipmentdepot.com/usedequipment/pdf/8656B.pdf>.
- [Ins] Texas Instruments. Datablad for nand porter sn74as1000a. <http://focus.ti.com/lit/ds/sdas056b/sdas056b.pdf>.
- [Mac03] David J. C. MacKay. *Information Theory, Inference, and Learning Algorithms*. Cambridge, 2003.
- [MATa] MATHWORKS. Matlab dokumentasjonen. <http://www.mathworks.com/help/>.
- [MATb] MATHWORKS. Matlab informasjonsside. <http://www.mathworks.com/products/matlab/>.
- [MAX] MAXIM. Datablad for buffer mac4205. <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX4200-MAX4205.pdf>.
- [MDB09] Arndt T. Ott Aye Aye Zan Thomas F. Eibert Marcel D. Blech, Philipp Neumaier. Performance analysis of a software defined subsampling ultra-wideband b-/qpsk impulse radio transceiver. 2009.

-
- [NR04] James W. Nilsson and Susan A. Riedel. *Electric Circuits*. Prentice Hall, 7th edition, 2004.
- [Pan] Pantek. Putting undersampling to work.
- [Pep04a] Steven H. Pepper. Real-time sampling downconverter front ends for digital radar and wide-band signaling. 2004.
- [Pep04b] Steven H. Pepper. A wide-band (real-time) mm-wave sampling pulse modulator for digital rad and ultra wide band (uwb) signaling. 2004.
- [PM07] John G. Proakis and Dimitris G. Manolakis. *Digital Signal Processing*. Prentice Hall, 2007.
- [Poz01] David M. Pozar. *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. Wiley, 2001.
- [Ram05] Tor A. Ramstad. *Representing Information by Signals*. NTNU, 5th edition, December 2005.
- [REW07] Keying Ye Ronald E. Walpole, Sharon L. Myers. *Probability & Statistics for Engineers & Scientist*. Pearson, 2007.
- [Sem] Fairchild Semiconductor. Datablad bryter fsa266k8x. <http://www.fairchildsemi.com/ds/FS/FSA266.pdf>.
- [Sem92] National Semiconductor. Specifications and architectures of sample-and-hold amplifier. 1992.
- [STa] ST. Datablad negativ spenningsgenerator 17805. http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/DATASHEET/CD00000450.pdf.
- [STb] ST. Datablad positiv spenningsgenerator 17905. http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/DATASHEET/CD00000444.pdf.
- [Tec] Linear Technology. Datablad for komparator lt1719. <http://cds.linear.com/docs/Datasheet/1719fa.pdf>.
- [Tek] Tektronix. Datablad for digitalt oscilloskop. <http://www.testequity.com/documents/pdf/tds7000.pdf>.
- [TTia] TTI. Datablad for cpx400a. www.tti-test.com/products-tti/pdf-brochure/psu-cpx-4p-a.pdf.
- [TTib] TTI. Datablad for oscillator cg635. <http://www.tti2.com/srs/cg635-tti.pdf>.
- [XJ05] G. Xu and J. Juan. Accurate sample-and-hold circuit model. 2005.
- [ZS03] Yu Zheng and Kenneth L. Shepard. On-chip oscilloscopes for noninvasive time-domain measurement of waveforms in digital integrated circuits. 2003.

A. RC- og RLC-krets

Dette appendikset er tatt med for å underbygge forståelsen av et 1. ordens RC lavpassfilter og sprangresponsen til en RLC-krets. Alle ligninger og konklusjoner er hentet fra [NR04]. Figurene gitt i dette kapittelet er enten generert ved hjelp av programmeringsspråket MATLAB eller hentet fra følgende lærehefte [Ame].

A.1. 1. ordens RC-krets

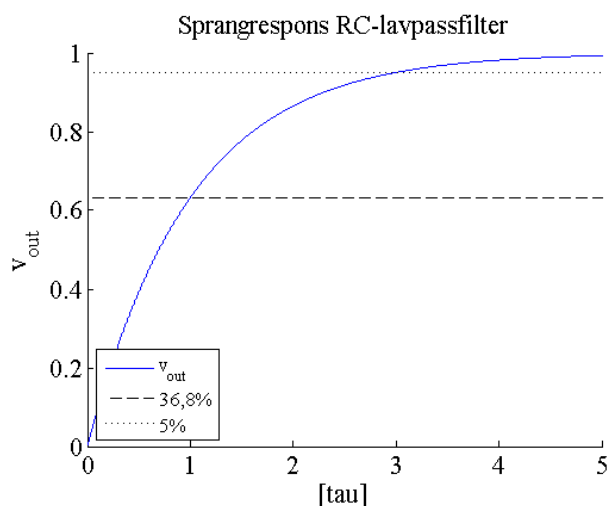
En 1. ordens lavpass RC-krets er en krets bestående av en motstand i serie med en kondensator. Kondensatoren blir ladet opp som en funksjon av inngangen. Spenningen over kondensatoren vil fungere som en lavpassfiltrert versjon av inngangsspenningen. En slik krets vil ha oppbygging som kretsen i figur 19 som vist i delkapittel 2.3. En slik krets vil ha en cut-off frekvens F_{co} lik

$$F_{co} = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{hvor } \tau = \text{tidskonstanten} = RC \quad (\text{A-1})$$

Tidskonstanten beskriver hvor lang tid sprangresponsen bruker på å lade opp kondensatoren til 63.2% av inngangsverdien. Sprangresponsen til en RC-lavpasskrets er gitt av

$$v_c = v_{in} \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \quad (\text{A-2})$$

Denne ligningen er plottet i figur A.1, og viser sprangresponsen som funksjon av τ . Etter



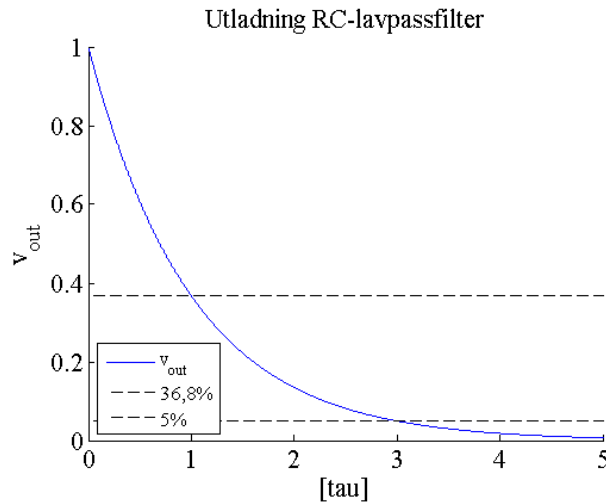
Figur A.1: Sprangrespons 1. ordens RC-lavpassfilter

3τ vil kondensatoren ha oppnådd 95% av inngangsspenningens verdi. Tabell A.1 viser hvilken prosentvis spenningsverdi sprangresponsen vil ha for forskjellige tidskonstanter.

Dersom inngangsspenningen settes til 0 når kondensatoren er fullt oppladet vil det skje et tilsvarende spenningsforløp som for sprangresponsen. Dette spenningsforløpet er vist i figur A.2. Denne figuren viser et motsatt spenningsforløp av sprangresponsen, og er

Tabell A.1: Spenning over kondensator som prosent av v_{inn}

Tid:	τ	2τ	3τ	4τ	5τ	6τ
v_{out}	63,2%	86,5%	95%	98,1%	99,2%	99,75%

**Figur A.2:** Utladning 1. ordens RC-lavpassfilter

gitt av følgende ligning

$$v_c = v_{in} \left[e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \quad (\text{A-3})$$

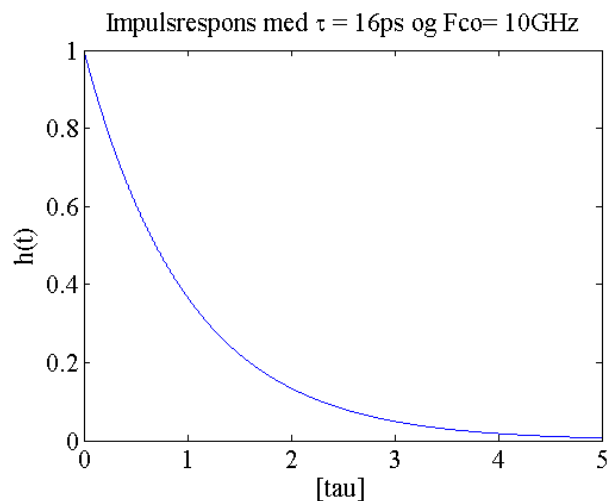
Siden τ bestemmer hvor raskt kondensatoren kan oppnå en gitt spenningsverdi vil den også være med på å bestemme båndbredden til lavpassfilteret. Båndbredden er ofte gitt som 3-dB båndbredden, siden den beskriver når inngangssignalet til halvparten av amplitudeverdien. F_{co} i ligning (A-1) beskriver denne 3-dB båndbredden som en funksjon av τ .

Når det skal foretas en AC analyse av RC-kretsen er det nyttig undersøke impulsresponsen til kretsen. Impulsresponsen har følgende form

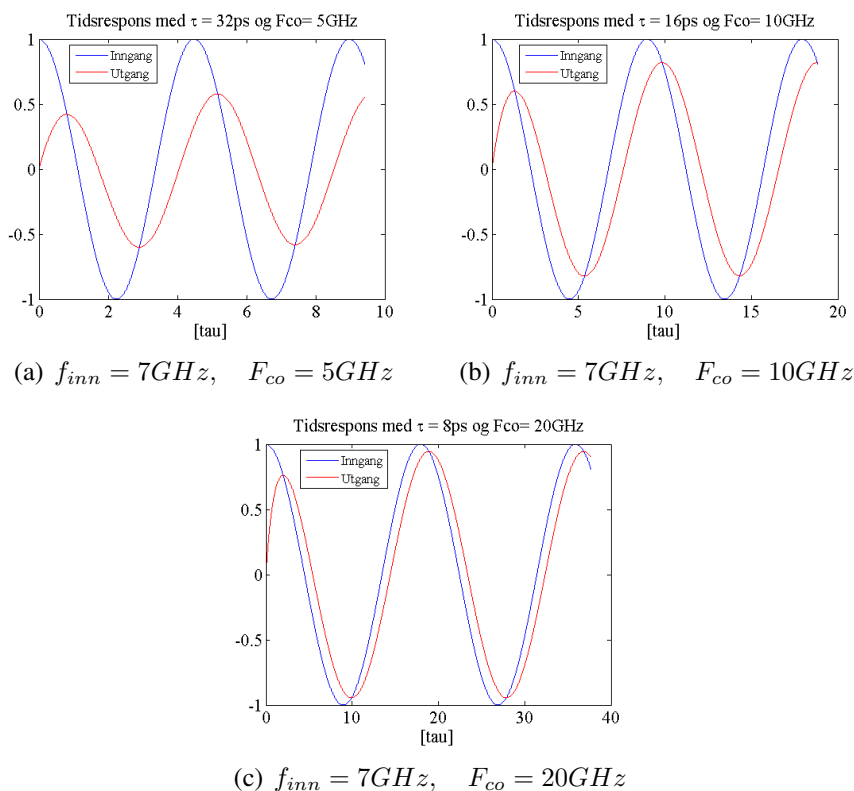
$$h(t) = \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} u(t) \quad (\text{A-4})$$

hvor $u(t)$ er Heaviside-step funksjonen. Et plott av impulsresponsen er vist i figur A.3. Dersom figurene A.2 og A.3 sammenlignes sees det at disse er identiske. Dette er naturlig siden en utladning praktisk talt vil være det samme som en impuls som lades ut. Ettersom det tar litt tid før riktig verdi oppnås vil det føre til at ett inngangssignal vil få et faseskift og en amplitudedempning. Cut-off frekvensen, altså τ , vil bestemme hvor stor dette faseskiftet og amplitudedempningen blir for et gitt inngangssignal. Figur A.4 viser hvordan forskjellige cut-off frekvenser påvirker et AC inngangssignal.

Plottene i figur A.4 viser at desto mindre τ er (stor F_{co}), desto raskere klarer utgangssignalet å følge inngangssignalet. Dersom τ blir for liten vil ikke utgangssignalet klare å følge inngangssignalet, som vist i figur 4(a), hvor faseskiftet og amplitudedempningen



Figur A.3: Impulsrespons for et 1. ordens RC-lavpassfilter



Figur A.4: Utgangs- versus utgangsspenning, for forskjellige cut-off frekvenser

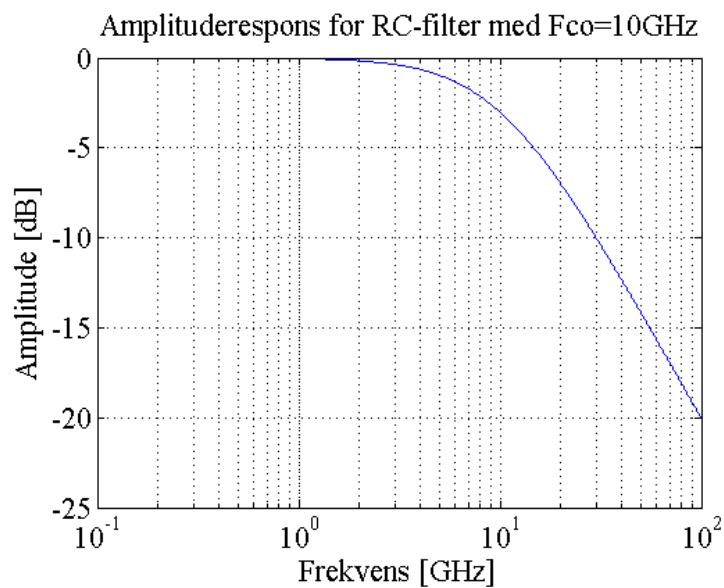
er stor. Når F_{co} velges større en inngangsfrekvensen vil utgangen være en mye bedre representasjon av inngangssignalet. Desto høyere F_{co} velges desto raskere klarer kondensatoren å følge inngangssignalet, og faseskiftet samt amplitudedempingen blir mindre som vist i henholdsvis figur 4(b) og 4(c). For å finne ut hvor stor amplitudedemping og faseskift et RC-filter, med en gitt F_{co} , vil gi for forskjellige inngangsfrekvenser, kan amplituderresponsen og faserresponsen plottes. Amplitude- og faserresponsen oppnås ved

å ta Fouriertransformen av impulsresponsen i ligning (A-4), og er gitt som

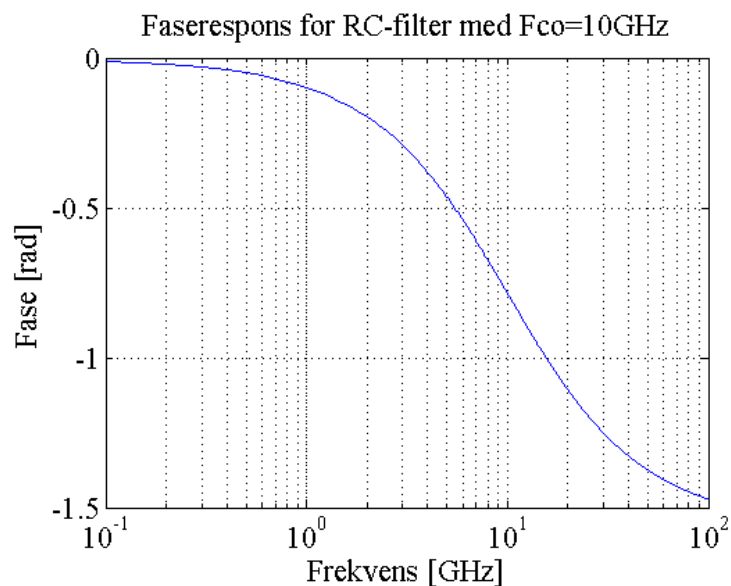
$$\text{Amplituderrespons} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f\tau)^2}} \quad (\text{A-5})$$

$$\text{Faserespons} = \arctan(-2\pi f\tau) \quad (\text{A-6})$$

Begge disse responsene er plottet i figur A.5, hvor F_{co} er satt til 10GHz .



(a) Amplituderrespons

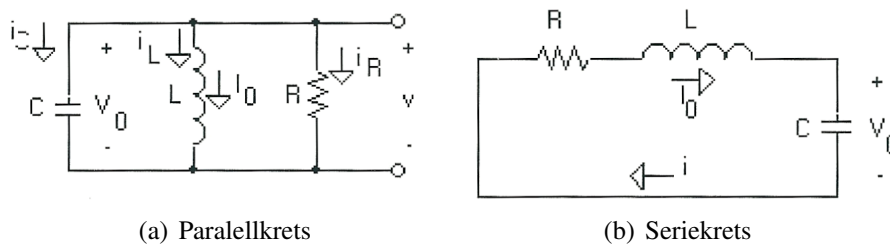


(b) Faserespons

Figur A.5: Amplitude og faserespons med $F_{co} = 10\text{GHz}$

A.2. Sprangrespons RLC-krets

En RLC-krets er en krets bestående av en kondensator, spole og en motstand, enten i parallell eller serie. Figur A.6 viser begge disse kretsene. Begge disse kretsene kan ha ener-



Figur A.6: RLC-krets [Ame]

gi lagret i enten spolen eller kondensatoren. Ved å analysere kretsene kommer [NR04] frem til følgende differensialligninger for henholdsvis spenningen v for parallellkretsen og strømmen i i seriekretsen.

$$\text{Parallell: } v'' + \frac{1}{RC}v' + \frac{1}{LC}v = 0 \quad (\text{A-7})$$

$$\text{Serie: } i'' + \frac{R}{L}i' + \frac{1}{LC}i = 0 \quad (\text{A-8})$$

Begge disse differensialligningene kan forenkles ved å innføre noen følgende størrelser.

$$\alpha_p = \frac{1}{2RC} \quad (\text{A-9})$$

$$\alpha_s = \frac{R}{2L} \quad (\text{A-10})$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{A-11})$$

$$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \quad (\text{A-12})$$

hvor α_p og α_s er dempefaktoren for henholdsvis parallell- og seriekretsen. ω_0 og ω_p beskriver henholdsvis udempet og dempet resonansfrekvens. Differensialligningene kan derfor skrives på følgende måte

$$\text{Parallell: } v'' + 2\alpha_p v' + \omega_0^2 v = 0 \quad (\text{A-13})$$

$$\text{Serie: } i'' + 2\alpha_s i' + \omega_0^2 i = 0 \quad (\text{A-14})$$

For å løse disse ligningene kan følgende karakteristisk polynom beregnes

$$s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2 = 0 \quad (\text{A-15})$$

med følgende røtter

$$s_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \quad (\text{A-16})$$

Avhengig av verdien på rottegnet $\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$ vil røttene ha 3 forskjellige verdier; reelle røtter ($\alpha^2 > \omega_0^2$), komplekse røtter ($\alpha^2 < \omega_0^2$) og doble røtter ($\alpha^2 = \omega_0^2$).

I tilfellet med reelle røtter blir responsen karakterisert som et overdempet tilfelle, fordi kretsen ikke vil få noen svingninger og sige langsomt inn mot stasjonærverdien. Løsningen vil da føre på følgende form

$$\text{Parallell: } v(t) = A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t} \quad (\text{A-17})$$

$$\text{Serie: } i(t) = A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t} \quad (\text{A-18})$$

Når røttene er komplekse vil responsen bli underdempet, fordi det vil oppstå svingninger som etterhvert vil dø ut mot en stasjonærverdi. Løsningen får i dette tilfellet følgende form

$$\text{Parallell: } v(t) = (B_1 \cos \omega_d t + B_2 \sin \omega_d t) e^{-\alpha_p t} \quad (\text{A-19})$$

$$\text{Serie: } i(t) = (B_1 \cos \omega_d t + B_2 \sin \omega_d t) e^{-\alpha_s t} \quad (\text{A-20})$$

Når rottegnet blir null ved at ($\alpha^2 = \omega_0^2$) kalles responsen kritisk dempet, fordi kretsen er akkurat på grensen til å oppnå svingninger. Kritisk demping vil være når kretsen stabiliserer seg raskest inn mot stasjonærverdien, og får følgende form

$$\text{Parallell: } v(t) = D_1 t e^{-\alpha_p t} + D_2 e^{-\alpha_p t} \quad (\text{A-21})$$

$$\text{Serie: } i(t) = D_1 t e^{-\alpha_s t} + D_2 e^{-\alpha_s t} \quad (\text{A-22})$$

Alle responsene i ligning (A-17) til (A-22) antar at kondensatoren eller spolen har en initialspenning V_0 eller initialstrøm I_0 . Av den grunn kalles alle disse responsene for kretsens naturlige respons. Sprangresponsen til kretsene oppnås enten ved å koble til en DC-strømkilde i parallell med parallellkretsen, eller en DC-spenningskilde i serie med seriekretsen. Sprangresponsen til kretsene har svært lik form som den naturlige responsen. Dersom I_f og V_f er stasjonærverdier får sprangresponsen følgende form

$$i(t) = I_f + \text{Naturlig repons} \quad (\text{A-23})$$

$$v(t) = V_f + \text{Naturlig repons} \quad (\text{A-24})$$

B. Beregne SNR ved hjelp av Diskret Fouriertransform

Dette appendikset viser hvordan det er mulig å beregne *signal-til-støyforholdet* (SNR) ved hjelp av Diskret Fouriertransform (DFT). SNR blir i delkapittel 2.3 definert som logaritmen av signaleffekten dividert på støyeffekten, se ligning (23). Dersom et diskret signal $x(n)$ er periodisk med fundamental periode N og har et endelig antall verdier, vil effekten være gitt av [PM07]

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 \quad (\text{B-1})$$

Ved å benytte seg av *Parseval's relasjon* oppnås følgende relasjon for DFTen [PM07]

$$\sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X(k)|^2 \quad (\text{B-2})$$

hvor $X(k)$ er DFTen til $x(n)$, begge med lengde N . Det vil si at effekten til signalet finnes ved å summere kvadratet til absoluttverdien av frekvenskomponentene $X(k)$.

Anta et signal $y(n)$ som består av et ønsket signal $x(n)$ og støy $e(n)$.

$$y(n) = x(n) + e(n) \quad (\text{B-3})$$

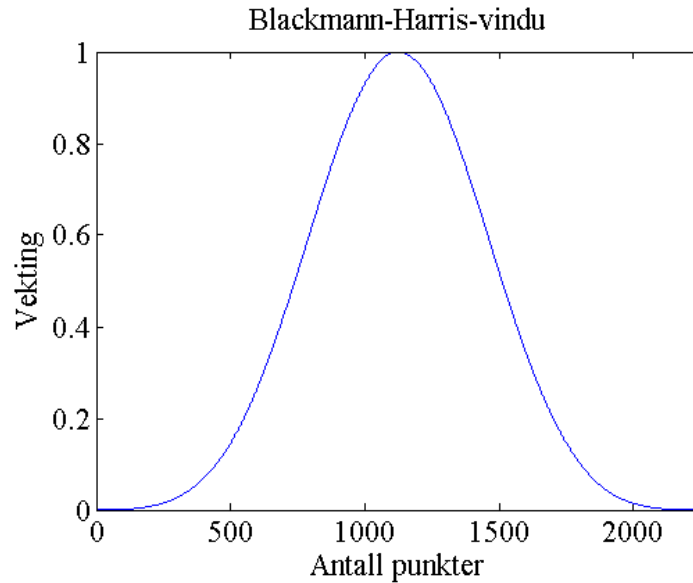
DFTen til dette signalet $Y(k)$ vil bestå av ønskede signalkomponenter $X(k)$ og støykomponenter $E(k)$.

$$Y(k) = X(k) + E(k) \quad (\text{B-4})$$

For å finne SNR til $y(n)$ må signaleffekten og støyeffekten regnes ut. Begge disse finnes ved å summere henholdsvis kvadratet av absoluttverdien til signalkomponentene $X(k)$ og støykomponentene $E(k)$. SNR kan derfor regnes ut ved hjelp av følgende ligning.

$$SNR = 10 \log \frac{\sum_{n=0}^{N-1} |X(k)|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} |E(k)|^2} \quad (\text{B-5})$$

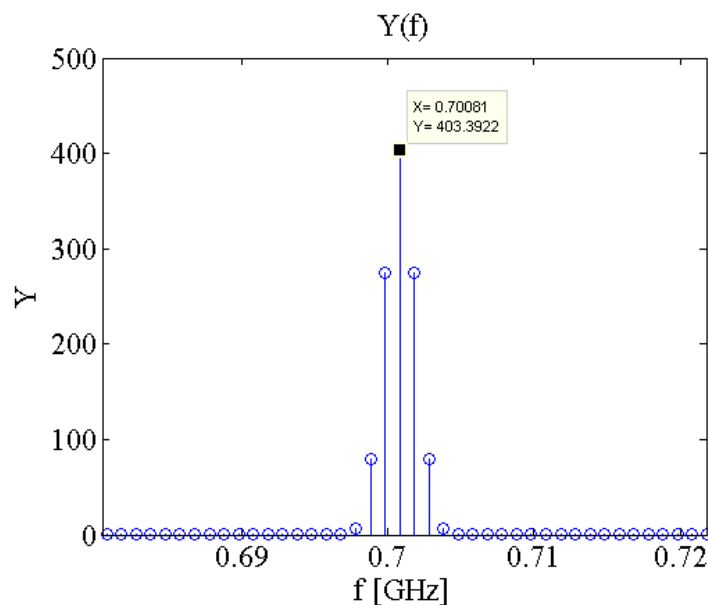
For å vise gyldigheten til ligning (B-5) ble SNR for en jittret sinus-tone $y(n)$ simulert i MATLAB. Sinus-tonen med frekvens lik $9.7GHz$ hadde en varighet på $1\mu s$ og ble undersamlet med en f_s lik $2.25GHz$. RMS-jitter på $0.1ps$ ble lagt til signalet ved å bruke *randn*-funksjonen i MATLAB. I henhold til ligning (29) skal jitter på $0.1ps$ gi et SNR på $44.4dB$. For å finne SNR ved hjelp av ligning (B-5) ble DFTen til sinus-tonen regnet ut ved hjelp av *fft*-funksjonen i MATLAB. Men istedenfor å benytte seg av et standard rektangulær-vindu i DFTen, ble sinus-tonen vektet med et Blackmann-Harris-vindu. Et slikt vindu er vist i figur B.1.



Figur B.1: Blackman-Harris-Vindu

Grunnen til at et slikt vindu ble brukt er fordi det fører til at ønsket signalinnhold i frekvensspekteret vil bestå av 9 punkter, uavhengig av lengden til $y(n)$. Det vil si at de frekvenskomponentene $X(k)$ vil bestå av 9 komponenter i frekvensspekteret. Dersom $X(k)$ er en perfekt sinus, uten overharmoniske komponenter, vil resten av frekvenskomponentene vil være støykomponenter $E(k)$. Dersom $X(k)$ inneholder overharmoniske komponenter må disse fjernes fra $E(k)$, hvis ikke beregnes SINAD istedenfor SNR.

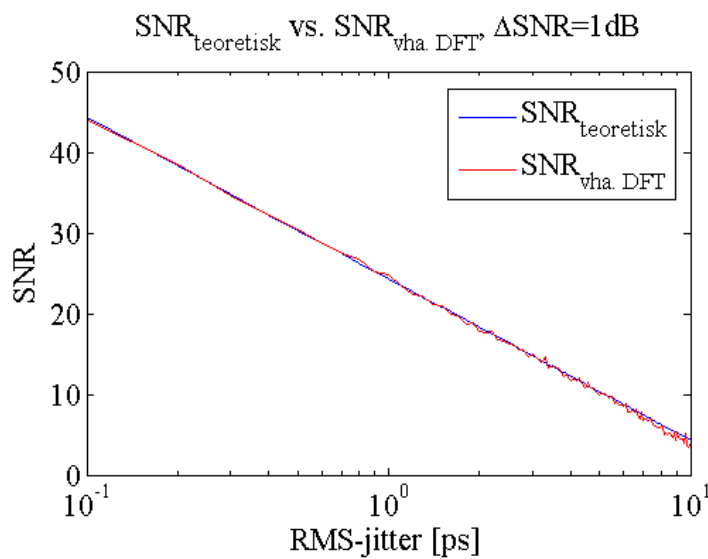
En undersampling med $f_s = 2.25GHz$ vil føre til at sinus-tonen blir flyttet ned til $700MHz$. For å finne hvilke komponenter som hører til ønsket signal ble frekvensspekteret $Y(k)$ plottet, se figur B.2 for et utsnitt.



Figur B.2: Frekvensspekteret $Y(k)$

Signalkomponentene $X(k)$ vil da være den komponenten som er markert i figur B.2, og 4 komponenter på hver sin side av denne. SNR ble regnet ut ved å summere kvadratet av disse 9 signalkomponentene, og dele på summen av kvadratet til de resterende støykomponentene. Resultatet ble en SNR på $44.6dB$, som stemmer godt overens med det teoretiske resultatet.

Det ble også regnet ut SNR for flere verdier av jitter, og resultatene er vist i figur B.3.

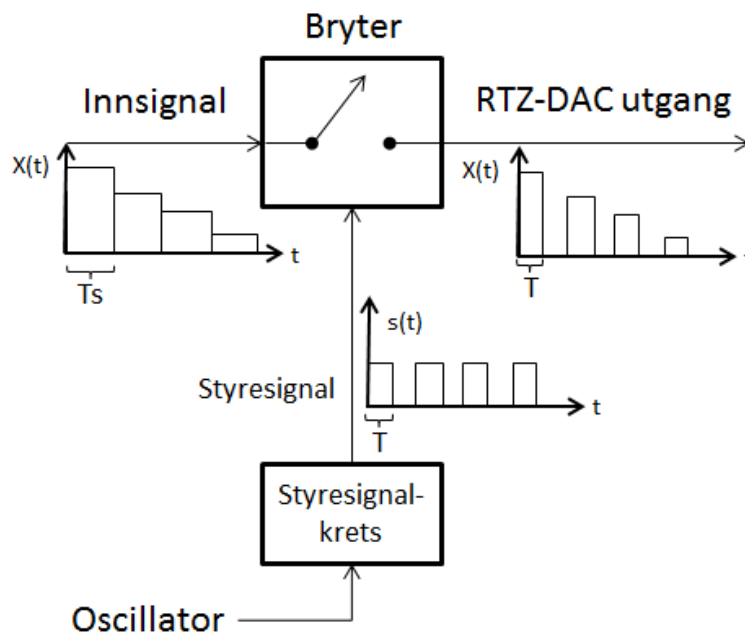


Figur B.3: SNR ved hjelp av DFT versus teoretisk SNR

Figuren viser at denne metoden for beregning SNR er akseptabel, men gir et maksimalavvik på cirka $1dB$.

C. RTZ-krets

I figur 32 vises det er det mulig å benytte en RTZ-krets etter en ZOH-DAC for å oppnå funksjonen til en RTZ-DAC. En RTZ-DAC holder punktprøvningsverdien til et punktprøvet basebåndsignal konstant i T sekunder, og kortslutter utgangen i resten av punktprøvningsperioden. Ideen bak RTZ-kretsen er å lage en tilsvarende krets som slipper igjennom utgangen til en ZOH-DAC utgangen i T sekunder, og blokkerer den i resten av et punktprøvningsintervall. En analog bryter med et tilpasset styringssignal vil gjøre denne jobben. Styringssignalet må være formet slik at bryteren slipper igjennom ZOH-DAC utgangen i T sekunder, og gjentar denne prosedyren for hvert punktprøvningsintervall T_s . Figur C.1 viser prinsippet for bryteren og styringssignalet, hvor styringssignalet blir formet ved hjelp av en oscillator og en styringssignal-krets. Forsker Tor Holmboe ved



Figur C.1: RTZ-krets prinsipp

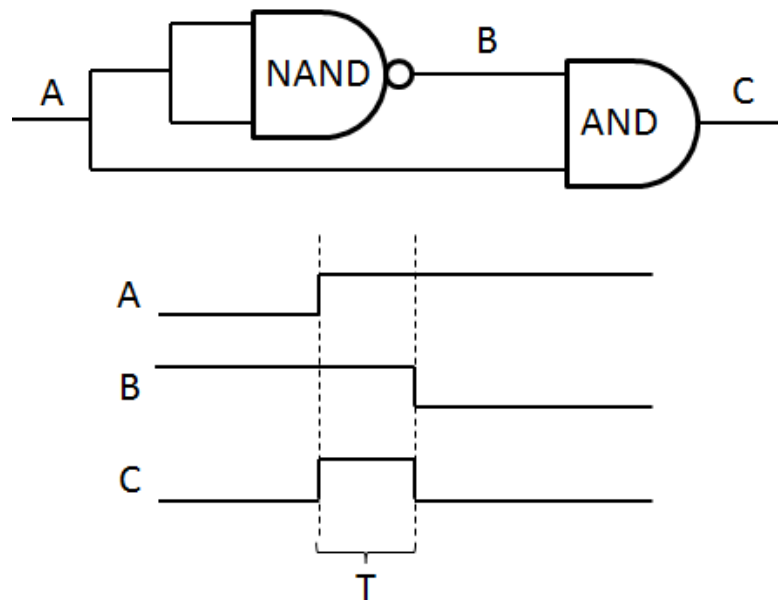
FFI har utviklet en krets som er bygget opp rundt prinsippet i figur C.1. Dette appendikset er en beskrivelse av denne RTZ-kretsen, hvor virkemåte og oppbygging gjennomgås.

C.1. Virkemåte

RTZ-kretsen må ha et styringssignal som bestemmer når bryteren skal åpnes og lukkes. Ved høyt styringssignal slippes inngangssignalet igjennom bryteren. For å kunne variere lengden på T må styringssignal-kretsen ha en variabel parameter. Den variable enheten ble innført ved å legge inn en forsinkelse i kombinasjon med 2 digitale porter. Tabell C.1 viser den logiske oppførselen til en AND- og NAND-port. Prinsippet til styresignal-kretsen er vist i figur C.2. Dersom figur C.2 refereres til figur C.1 vil oscillatoren representere inngangen A og styringssignalet til bryteren representere utgangen C. På hver

Tabell C.1: AND- og NAND-port

INN	AND	NAND
0 0	0	1
0 1	0	1
1 0	0	1
1 1	1	0

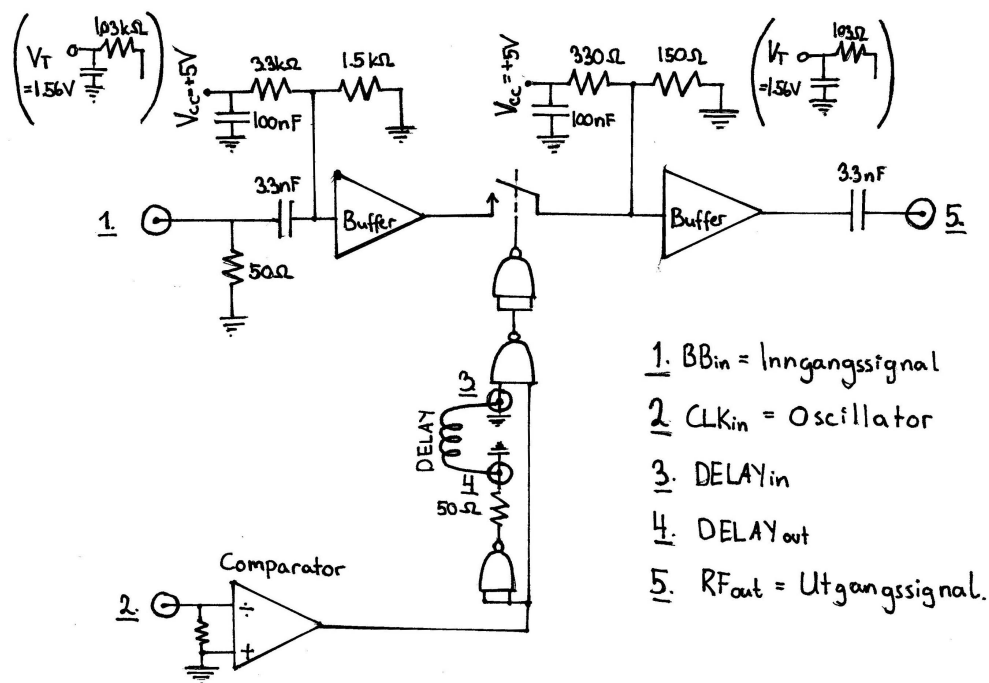


Figur C.2: Prinsipp for styresignal-krets

positive halvflanke fra oscillatoren vil inngangen A være høy. Når A er høy vil NAND-porten ha inngangsverdiene 1 og 1, og B vil få verdien 0. Dette fører til at AND-porten har inngangsverdiene 0 og 1, og utgangen C vil derfor få verdien 0. Men dersom det innføres en liten forsinkelse ved punkt B vil det ta litt tid før inngangen på AND-porten får verdien 0. I dette tidsrommet vil inngangene til AND porten ha verdien 1 og 1, og utgangen C vil få verdien 1. Dette fører til et lite tidsrom hvor utgangen C vil være høy. På den måten vil styresignalet få verdien 1 i et tidspunkt gitt av forsinkelsen satt i punkt B. Dette tidsforløpet vil gjentas med en rate satt av oscillatoren, slik at styresignalet får en repeterende form. Forsinkelsen ved punkt B ble satt ved å la utgangen til NAND porten gå igjennom en koaksialkabel med en gitt lengde. Lengden på denne kabelen vil avgjøre hvor lang tid NAND-utgangen bruker på å nå AND-porten, og vil på den måten bestemme lengden på T . Ved å variere lengden på koaksialkabelen vil derfor lengden på T varieres.

C.2. Oppkobling

Figur C.3 viser et kretsskjema av RTZ-kretsen. I dette kretsskjemaet er punkt 1 inngangen, og punkt 5 utgangen. Inngangen har en 50Ω 's motstand til jord, for å tilpasse



Figur C.3: Kretsskjema RTZ-krets

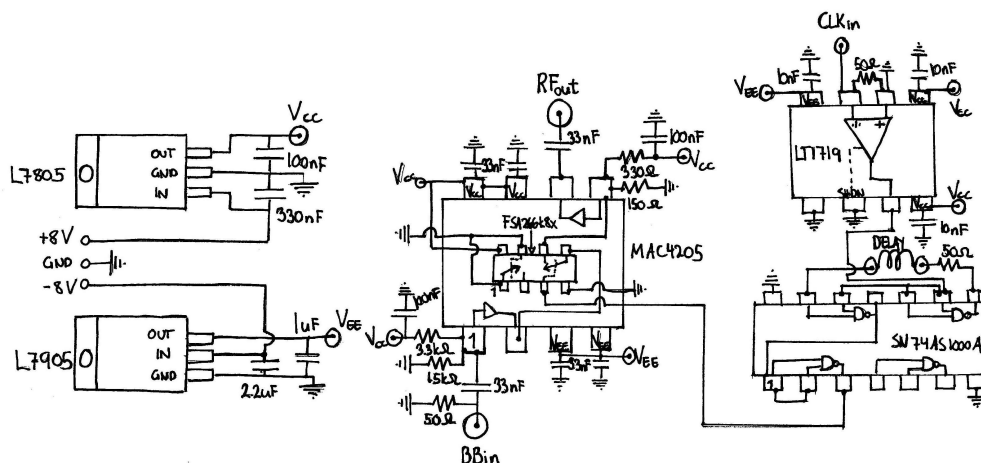
kretsen til et 50Ω 's system. Rett etter denne motstanden er det en kondensator på $33nF$. Denne kondensatoren fungerer som en DC-blokk og slipper kun gjennom AC-delen av inngangssignalet. Kretsen inneholder også to buffere. Funksjonen til bufferne er å isolere inngang og utgang fra hverandre lastmessig. Bufferne har høy inngangsimpedans og 50Ω 's utgangsimpedans. Før hver buffer befinner det seg en DC-offset krets. Hensikten med disse kretsene er å legge på en konstant DC spenning på informasjonssignalet. Grunnen til dette er at bryteren brukt i kretsen ikke håndterer negative spenninger, slik at et konstant spenningsnivå må legges til. Thevenin-ekvivalenten til disse kretsene er vist i parentes, og viser at det legges på en konstant DC-offset på $1.56V$. Signalet rett etter bryteren svinger altså rundt $1.56V$ når bryteren er lukker (leder). Når bryteren er åpen (leder ikke) er signalet også $1.56V$. Inngangsimpedansen på 50Ω vil ikke bli påvirket av denne kretsen, da impedansen til DC-offset kretsen på inngangen tilsvarer $1.03k\Omega$. $1.03k\Omega$ i parallell med 50Ω er 47.7Ω , som er tilnærmet lik 50Ω . DC-offseten lagt til av disse to kretsene blir fjernet på utgangen av DC-blokk kondensatoren på $33nF$. Bryteren blir styrt av et styringssignal generert av en oscillator koblet til punkt 3 og logiske porter. For at de logiske portene skal få logiske signaler er det brukt en komparator. Denne tilpasser oscillator-signalet til de logiske portene, og gir verdien høy på hver negative halvflanke fra oscillatoren. Hver negative halvflanke er benyttet fordi oscillatoren benytter den positive halvflanken til å endre signalverdien i en eventuell ZOH-DAC utgang. Det er ikke ønskelig at signalet slippes igjennom samtidig som en eventuell inngang endrer signalverdi. Styringssignal-kretsen har lik form som i figur C.2, bortsett fra at AND-porten er byttet ut med 2 NAND-porter i serie. 2 NAND-porter i serie vil utføre samme funksjon som en AND-port. Punktene 3 og 4 er inn- og utgang for koaksialkabelen som bestemmer forsinkelsen, som igjen bestemmer hvor mye av inngangssignalet som slippes igjennom bryteren.

For å realisere kretsen vist i figur C.3 ble komponentene beskrevet i tabell C.2 brukt, sammen med standard motstander og kondensatorer. Figur C.4 viser koblingsskjemaet

Tabell C.2: Komponenter brukt i RTZ-krets.

KOMPONENT	FUNKSJON	DATABLAD
ST L7805	3 pins positiv spenningsregulator, som gir ut en konstant spenning på $5V$.	[STb]
ST L7905	3 pins negativ spenningsregulator, som gir ut en konstant spenning på $-5V$.	[STa]
MAXIM MAC4205	Analog buffer med 50Ω 's utgang	[MAX]
Fairchild Semiconductor FSA266k8x	Analog bryter med $3dB$ -båndbredde på $300MHz$.	[Sem]
Linear Technology LT1719	Komparator for analog til digital klokke	[Tec]
Texas Instruments SN74AS1000A	NAND gate med kabeldriver	[Ins]

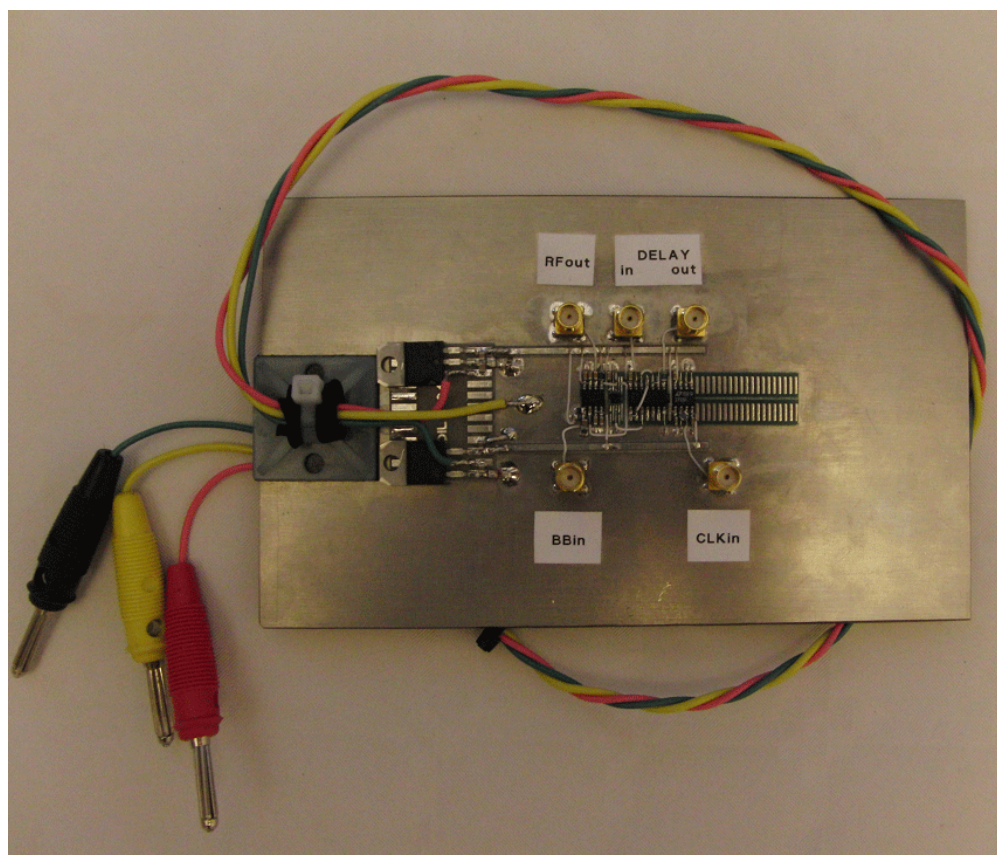
av RTZ-kretsen, hvor komponentene i tabell C.2 markert. Denne tabellen viser komponentnavnet, funksjonen og en henvisning til databladene. Spenningsregulatorene brukt



Figur C.4: Koblingsskjema RTZ-krets

i RTZ-kretsen gir konstant ut $\pm 5V$. Som figur C.4 viser er det her disse spenningsregulatorene en inngangsspenning på henholdsvis $\pm 8V$. Den positive spenningsregulatoren (L7805) gir ut den positive spenningen $V_{CC} = 5V$, og den negative spenningsregulatoren (L7905) gir ut den negative spenningen $V_{EE} = -5V$. Disse spenningene blir også brukt til å drive flere av de andre kretsene, se markeringene V_{CC} og V_{EE} i figur C.4. Den ferdige kretsen er vist i figur C.5, hvor BB_{in} representerer inngangen og RF_{out} representerer utgangen. Det er også markert hvor klokka skal kobles til med CLK_{in} , og hvor forsinkelsen skal kobles på med $DELAY_{in}$ og $DELAY_{out}$. Spenningsforsyningen

til kretsen vises også i denne figuren hvor den røde kabelen representerer +8V, den gule jord og den grønne -8V. Alle kontaktinngangene på RTZ-kretsen er av typen SMA.



Figur C.5: RTZ-krets

D. FPGA-modul

For å kunne teste SUC/SDC sammen i et totalsystem ble en FPGA-modul fra Hunt Engineering benyttet. FPGA står for “Field-programmable Gate Array” og er en integrert krets som inneholder en programmerbar elektronikk. Ved hjelp av programmeringsspråket VHDL er det mulig å konfigurere en FPGA til å utføre operasjoner digitalt. FPGA-modulen benyttet i denne oppgaven kalles *HERON-IO5-DO*, som benytter seg av en programmerbar Virtex-II FPGA fra Xilinx®. Siden operasjonene på FPGAen utføres digitalt inneholder *HERON-IO5-DO* en ADC og en DAC. Ved hjelp av disse to komponentene er det mulig å utføre frekvenskonverteringer. ADCen kan brukes som en undersampler, samtidig som DACen kan brukes som en oppkonverterer sammen med en RTZ-krets, se appendiks C, og et båndpassfilter. Dette appendikset er en kort beskrivelse av hvordan FPGA-modulen er bygget opp, samtidig som det forklares hvordan FPGA-modulen ble klargjort for laboratorieforsøket av SUC/SDC i delkapittel 4.3. Appendikset er basert på stoff hentet fra Hunt Engineerings hjemmeside ([www.http://www.hunteng.co.uk/index.htm](http://www.hunteng.co.uk/index.htm)), samt databladene [ENGb] og [ENGA].

D.1. HERON-BASE2-FIFO

Derom det er ønskelig at FPGA-modulen skal kunne kommunisere med en PC kan carrier-modulen *HERON-BASE2* fra Hunt Engineering benyttes. Denne modulen forsyner FPGA-modulen med strøm, og gir mekanisk montering og kontroll av FPGA-modulen. *HERON-BASE2* er en høyhastighets USB-modul, med plass til to *HERON-IO5* moduler som kan kobles til en PC ved hjelp av USB 2.0. Modulen støtter Hunt Engineerings *HOST API* programvare, som lar brukeren få tilgang til maskinvaren. Dette gjør at programmer og verktøy på bruker-PCen får tilgang til maskinvaren gjennom et programvare-grensesnitt, uten behovet for å forstå eller programmere maskinvaren direkte.

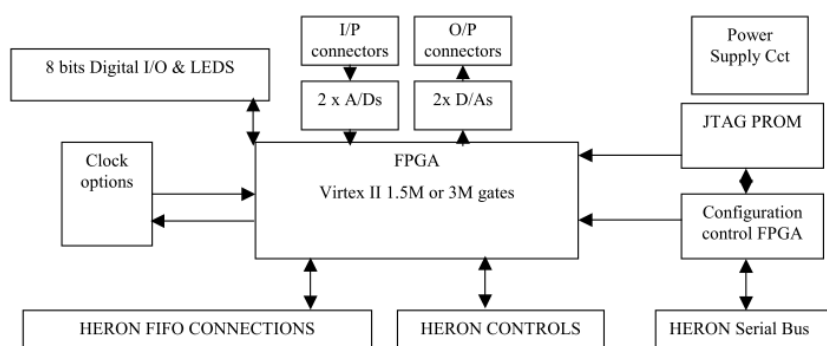
USB kontakten gir aksess til *HERON* tilbakestilling-systemet, *HERON* serie-bussen og separate FIFO tilkoblinger. *HERON* serie-bussen brukes til å laste opp konfigurasjonsprogrammer til FPGA-modulene, og til å sende/motta konfigurasjonsmeldinger som f. eks. registerendringer. FIFO kontaktene kan bli brukt til å laste opp datastrømmer til eller fra en modul i systemet, med hastigheter opp til 50MB/s i begge retninger. For mer informasjon om *HERON-BASE2* henvises det til datablad [ENGA]. I denne oppgaven ble *HERON-BASE2* kun brukt tilstrømforsyning.

D.2. HERON-IO5-DO

FPGA-modulen *HERON-IO5-DO* benyttet i oppgaven har en Xilinx Virtex®-II FPGA med 3M porter. Modulen har to kanaler og dermed to 12 bits ADC koblet til FPGAen, med en maksimal punktprøvningsrate på 210MHz. To 16 bits DAC er også tilkoblet FPGAen, med en maksimal punktprøvningsrate på 160MHz. FPGAen kontrollerer punkt-

prøvingen til ADCen og DACen. Den innkommende digitaliserte dataen sendes til FPGAen hvor den kan prosesseres, bufferes eller skrives til en HERON FIFO for videre bruk i et system. De utgående digitaliserte dataene kommer deretter fra FPGAen hvor de er blitt prosessert, bufferet eller lest fra en HERON FIFO.

Ved å bruke en HERON serie-buss er det mulig å konfigurere FPGAen til en standard modul konfigurasjon, eller til en tilpasset konfigurasjon utviklet av brukeren eller Hunt Engineering. Etter konfigurasjonen kan FPGA-modulen akseptere brukermeldinger over HERON serie-bussen, som blant annet tillater programmering av registre osv. Dersom en større programmeringsending kreves kan en helt ny FPGA konfigurasjon lastes inn på modulen. Denne nye konfigurasjonen kan lastes opp i den FLASH baserte konfigurasjonen PROM, som igjen laster opp den nye konfigurasjonen til FPGAen. PROMen kan programmeres ved bruk av en standard JTAG kabel tilgjengelig fra Xilinx (som f.eks Xilinx® Parallel kabel 4 eller en USB-JTAG kabel). Figur D.1 viser et diagram over *HERON-IO5*. Som figur D.1 viser inneholder FPGA-modulen flere klokkevalg.

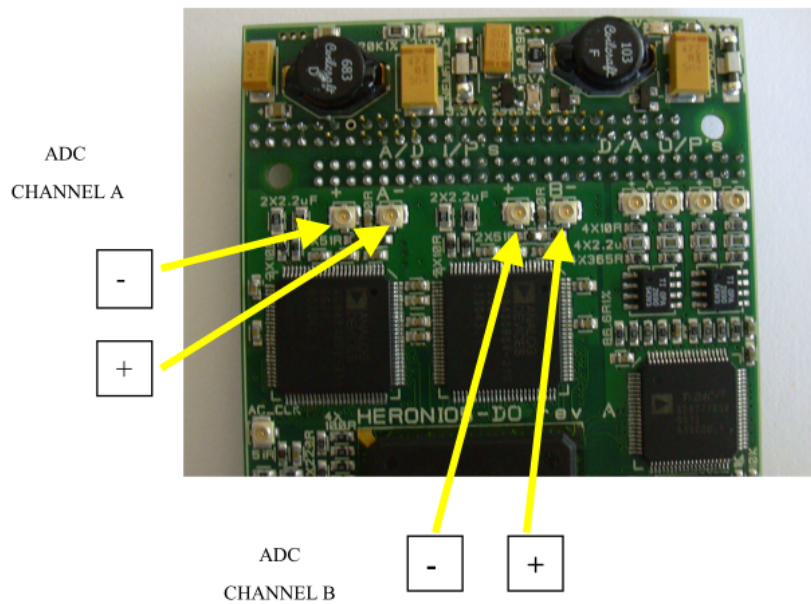


Figur D.1: Blokkdiagram for HERON-IO5 [ENGB]

Grunnen til dette er at systemet kan ha mange kilder som klokke. F. eks. er det mulig å benytte seg av den interne klokka, eller en ekstern klokkekilde. Figur D.1 har også en digital I/O, men den blir ikke benyttet i denne oppgaven. Analog I/O blir derimot benyttet i oppgaven, og blir av den grunn bedre forklart videre i dette appendikset.

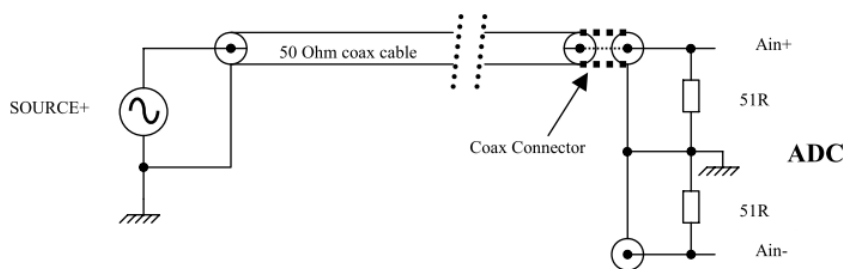
ADC

HERON-IO5-DO inneholder kanalene A og B, og har to AD9430 12 bits ADC fra Analog Devices, som kan punktprøve med en rate mellom 40 og 210 MHz. Begge ADCene er koblet direkte til FPGAen, og gir ut 12 bits data i 2'ers komplement. ADCene kan bli klokke enten fra den interne klokka på FPGA-modulen, eller fra en ekstern klokkekilde. Den analoge inngangen på begge ADCene er differensiell, og kobles til ved hjelp av to 50Ω's ultra-miniatyr koaksialkabler, se figur D.2. Inngangen på ADCene er AC-koblet ved hjelp av en kondensator. Denne kondensatoren definerer en cut-off frekvens for lave frekvenser. I henhold til databladet til AD9430 har ADCen en fulleffekts analog båndbredde på 700 MHz. Databladet viser også at typiske verdier for SNR og SINAD er 65 dB og, med en tilhørende ENOB på 10.6 for frekvenser under 170 MHz. SFDR er oppgitt til å være -80 dBc. Alle disse parameterne er gitt for en differensiell inngang.



Figur D.2: HERON-IO5-DO ADC inngangskontakter [ENGb]

I henhold [ENGb] vil SNR og SINAD minke dersom ADC ikke brukes differensielt, kalt singel ended. Signalkilden brukt i denne oppgaven er såkalt singel ended, som betyr at den ene differensielle inngangen jordes. Figur D.3 viser hvordan en kilde skal kobles til FPGA-modulen dersom et singel ended signal benyttes. Denne figuren viser

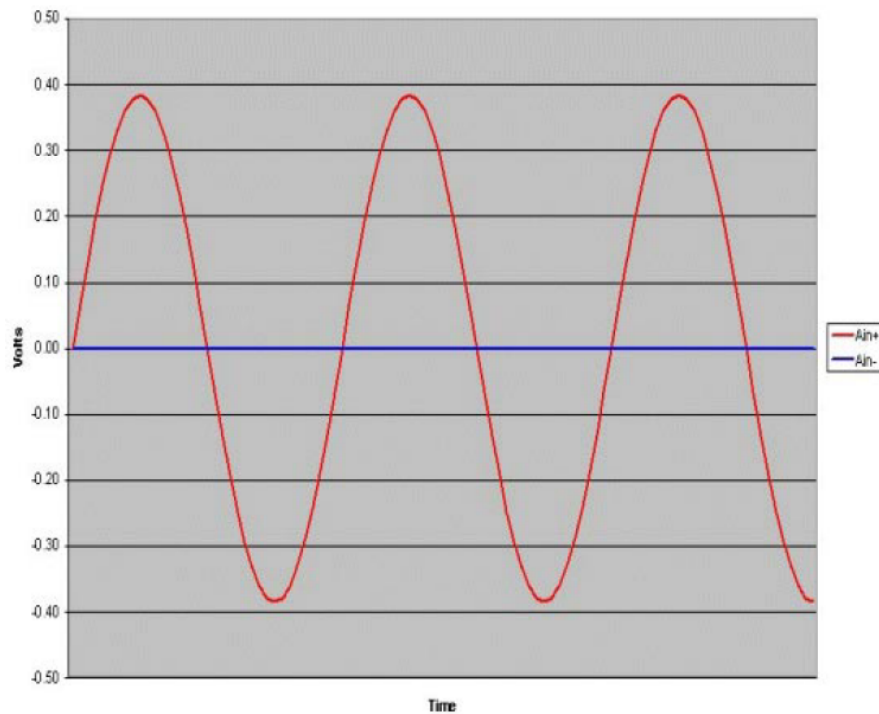


Figur D.3: Tilkobling av et singel ended signal [ENGb]

hvordan inngangen A_{in-} jordes, og hvordan kun inngangen A_{in+} benyttes. Figur D.4 viser hvilket spenning sving ADC kan håndtere. Figuren viser at dersom det benyttes en singel ended inngang er det maksimale svinget i spenning på $0.768V$ peak to peak. Den digitale utgangen til ADCen er vist i figur D.5. For mer informasjon om ADCen på FPGA-modulen henvises det til datablad [Deva]

DAC

FPGAen på *HERON-IO5-DO* er også tilkoblet to 16 bits DAC, med en maksimal punktp prøvingsfrekvens på $160MHz$. DACen er fra Analog Devices med følgende modellnummer AD9777, og er en *zero-order-hold* (ZOH) DAC. På samme måte som for AD-

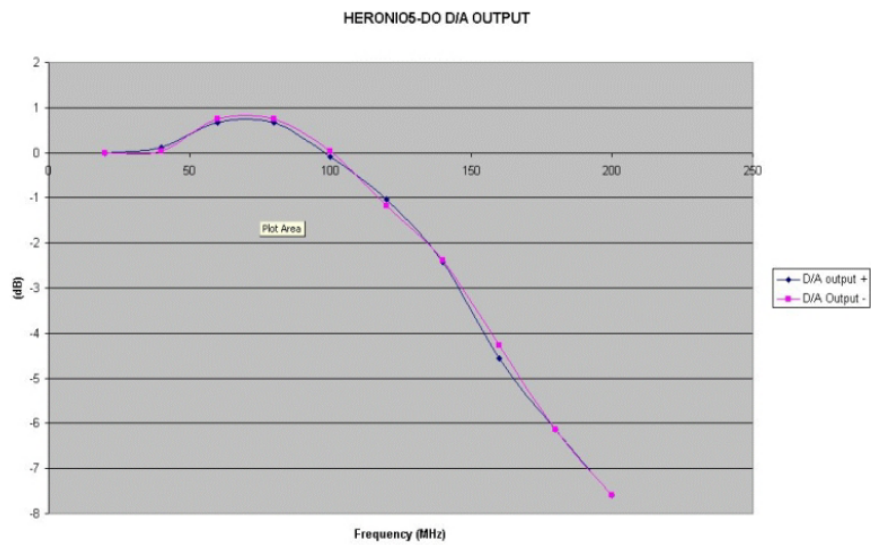


Figur D.4: Tilkobling av et singel ended signal [ENGB]

Code	Ain+ Ain- difference	Digital output	Over-range bit
+2047	> 384mV	0111 1111 1111	1
+2047	384mV	0111 1111 1111	0
0	0V	0000 0000 0000	0
-1	-0.1875mV	1111 1111 1111	0
-2048	-384mV	1000 0000 0000	0
-2048	< -384mV	1000 0000 0000	1

Figur D.5: Digital utgang for singel ended inngang [ENGB]

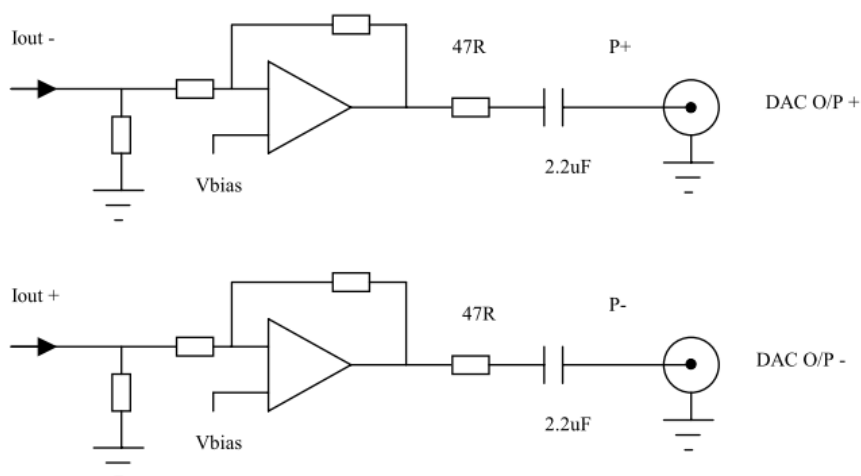
Den kan DACen klokkes ved hjelp av den innebygde klokken på FPGA-modulen, eller ved hjelp av en ekstern klokke. Modellnavnet til FPGA-modulen avslutter med DO, og står for “differential output”. Det vil si at begge DACene på *HERON-IO5-DO* er differensielle, med frekvensdempningen gitt i figur D.6. Figur D.6 viser at den analoge $3dB$ båndbredden for disse DACene er $145MHz$. Utgangsspenningen til DACen er gitt av den digitale inngangsverdien til DACen. Denne relasjonen er vist i figur D.7. Figur D.7 viser at to forskjellige spenninger på utgangen, en for differensiell analog utgang og en hvor kun en utgang benyttes. I denne oppgaven blir ikke utgangen benyttet differensielt, derfor er det kolonnen helt til høyre som gjelder for spenningsverdiene på utgangen. Figur D.8 viser hvordan utgangen til DACen ser ut. Figuren viser hvordan den differensielle utgangen bufferes separat, slik at det er mulig å kun benytte seg av den ene utgangen. I denne oppgaven ble kun en av disse utgangene benyttet. For mer informasjon om DACen på FPGA-modulen henvises det til datablad [Devb]. *HERON-*



Figur D.6: Frekvensdempning differensiell DAC [ENGb]

HERON-IO5-DO		
INPUT	DIFFERENTIAL ANALOG OUTPUT	'+ve' ANALOG OUTPUT (to 0 Volts)
(hex)	(Volts)	(Volts)
^h8000	-2.1 Volt	-1.05 Volt
^h0000	0 Volt	0 Volt
^h7fff	+2.1 Volt	+1.05 Volt

Figur D.7: Inngang og utgang fra DAC [ENGb]



Figur D.8: Utgangsbuffere for DAC [ENGb]

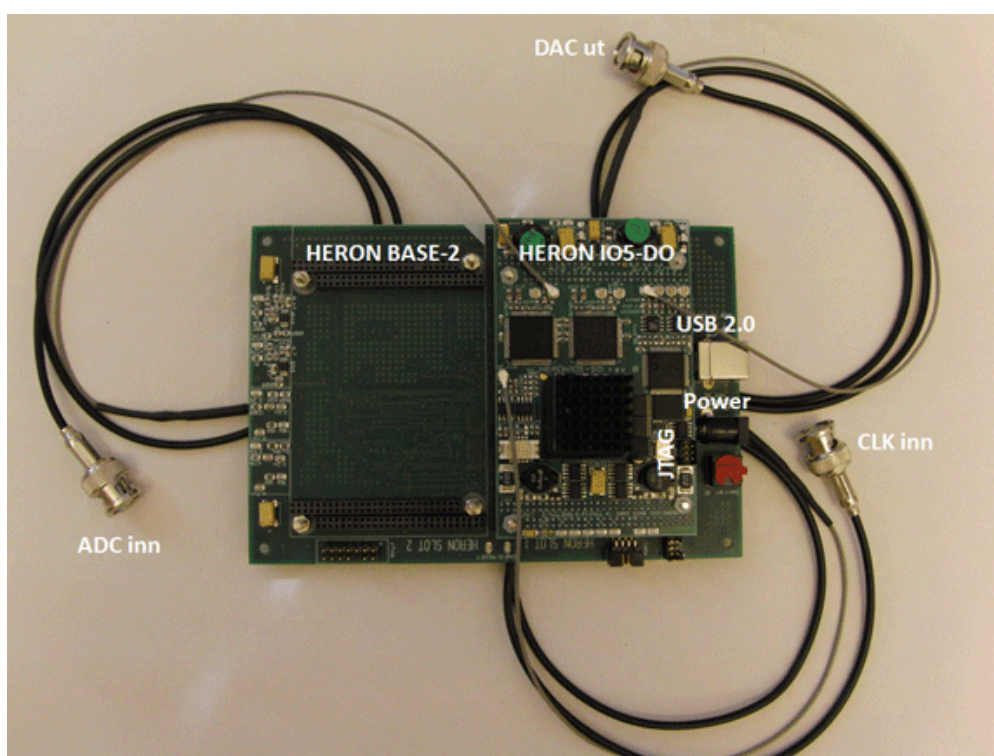
IO5-DO er i sin helhet er bedre forklart i [ENGB].

D.3. Oppsett for test av SUC/SDC

Grunnen til at *HERON-IO5-DO* ble benyttet i denne oppgaven var fordi den inneholdt en ADC og en DAC. Ved hjelp av disse komponentene er det mulig å utføre frekvenskonverteringer ved hjelp av SDC og SUC. Det vil si at FPGA-funksjonaliteten ikke er hovedgrunnen til at dette kortet ble benyttet. For å kunne benytte seg av ADCen og DACen sammen var det derfor ønskelig at FPGAen ikke gjorde noen endringer med den digitale dataen, og sendte den direkte videre til DACen. I tillegg var det ønskelig å benytte seg av en ekstern oscillator, slik at en RTZ-krets kan benytte seg av samme klokkekilde. For å få denne funksjonaliteten på FPGAen ble Xilinx ISE utviklingsmiljø benyttet. Ved hjelp av av denne programpakken ble en den ønskede FPGA-konfigurasjonen laget i programmeringsspråket VHDL. Denne FPGA-konfigurasjonen ble laget av forsker Tor Holmboe, som tok utgangspunkt i et eksempel fra Hunt Engineering, kalt *example 4*. Dette eksempelet inneholdt koden for å sende dataene direkte til DACen, men konfigurasjonen benyttet den interne klokkekilden. Derfor ble denne koden rekonfigurert til å benytte en ekstern klokkekilde. I tillegg ble et av LED-lysene på FPGA-modulen konfigurert til å blinke med en rate på klokkefrekvensen delt på 2^{25} . Med en klokkefrekvens på 40MHz tilsvarer det en rate på cirka 1.2s . Den nye koden finnes i vedlagt ZIP-fil med navnet *User_Ap4.vhd*, hvor alle endringer gjort av forsker Tor Holmboe er markert med navn og dato.

Den nye FPGA konfigurasjonen ble lastet opp i PROMen på FPGA-modulen, ved hjelp av en JTAG kontakt på FPGA-modulen og et opplastningsverktøy fra Xilinx. Selve opplastningen ble utført av forsker Tor Holmboe. Når denne FPGA konfigurasjonen er lastet opp i PROMen vil FPGA-modulen utføre den ønskede funksjonen hver gang, uten å være tilkoblet en PC.

Figur D.9 viser et bilde av FPGA-modulen *HERON-IO5-DO*, hvor den er koblet til carrier-modulen *HERON-BASE-2*. Figuren viser også at det er koblet til 3 50Ω 's koaksialkabler. Disse er koblet til med ultra-miniatyr koaksialkontakter på FPGA-modulen, med BNC kontakter i andre enden. Koaksialkabelen merket med "ADC inn" er koblet til den positive differensielle ADC inngangen tilhørende kanal A. Den negative differensielle inngangen på kanal A og hele kanal B på FPGA-modulen er ubenyttet. Koaksialkabelen merket med "DAC ut" er koblet til DAC utgangen tilhørende den positive differensielle utgangen på kanal A. DACen tilhørende kanal B er ubenyttet. Den siste koaksialkabelen merket med "CLK inn" er koblet til inngangen for den eksterne klokkekilden på FPGA-modulen. Figur D.9 inneholder også tre andre merkinger. Inngangen merket med "JTAG" viser hvor JTAG-kabelen for opplasting av den nye FPGA-konfigurasjonen ble koblet til. Inngangen merket med "power" viser hvor strømforsyningen til *HERON-BASE-2* kobles til, og inngangen merket med "USB 2.0" viser hvor det er mulig å koble til en USB kabel. Strømforsyningen koblet til *HERON-BASE-2* forsyner også *HERON-IO5-DO* med strøm.



Figur D.9: *HERON-IO5-DO* koblet til *HERON-BASE-2*

E. Testrapport for båndpassfiltre



America's Filter Specialist since 1956

Bandpass Filter Test Data Report

Part Number: KC9-130M-10M-50-720A

Specification


Filter Type : Bandpass Filter
 Fo-Center Frequency : 130MHz
 Insertion Loss at Fo : ≤ 9 dB
 Passband Ripple : ≤ 0.5 dB
 -3dBc at : 125MHz and 135MHz
 -60dBc Minimum : From 0 to 111.8MHz and from 148.2MHz to 1000MHz
 Terminations (External) : 50 Ohms
 VSWR at Fo : 1.5:1
 Case Number : 720A
 Approximate Size : 2.00 x 1.00 x 0.50 inches plus connectors
 Connect Via : SMA Female connectors

Electrical Test Data Report

Purchase Order: Credit Card

Work Order Number: 32536-1

Serial Number	VSWR At Fo	IL at Fo dBc	Attenuation at 125MHz / dBc	Attenuation at 135MHz / dBc	Minimum Attenuation From 0 to 111.8MHz / dBc	Minimum Attenuation From 148.2MHz to 1000MHz / dBc	Inspector Date
L6204	1.09	4.93	2.7	3.0	76	77	TC18
L6205	1.27	4.91	3.0	3.1	75	76	
							3.9.2011

Approved by 

Date: MAR 15 2011

Form 105-2



Bandpass Filter Test Data Report

Part Number: KC9-40M-2M-50-720A

Specification

Filter Type : Bandpass Filter
 Fo-Center Frequency : 40M
 Insertion Loss at Fo : ≤12dB
 Passband Ripple : ≤0.5dB
 -3dBc at : 39MHZ and 41MHZ
 -60dBc Minimum : From 0 to 34.4MHZ and from 45.6MHZ to 400MHZ
 Terminations (External) : 50 Ohms
 VSWR at Fo : 1.5:1
 Case Number : 720A
 Approximate Size : 5.03" x 1.42" x 0.75" plus connectors
 Connect Via : SMA Connectors

Electrical Test Data Report

Purchase Order: Credit Card

Work Order Number: 32536-2

Serial Number	VSWR At Fo	IL at Fo dBc	Attenuation at 39MHz / dBc	Attenuation at 41MHz / dBc	Minimum Attenuation From 0 to 34.4MHz / dBc	Minimum Attenuation From 45.6MHz to 400MHz / dBc	Inspector Date
L6203	1.12	7.22	2.5	2.3	77	80	T018
							3.9.2011

Approved by:

Date: MAR 15 2011

F. Kildekode til simuleringer i MATLAB

F.1. sample_down_conversion.m

```

%% 2-TONE TESTBENK FOR SAMPLING DOWN CONVERSION
% DETTE MATLAB SCRIPTET SIMULERER SAMPLING DOWN CONVERSION. ALLER
% FØRST BLIR INNGANGSPARAMETERNE SATT. DERETTER BLI RIKTIG
% SAMPLINGSFREKVENNS SATT UTIFRA INNGANGSPARAMETERNE. SOM SAMPLER
% BLIR EN REELL KRETS SIMULERT, OG PARAMETENE TIL DENNE KRETSEN
% MÅ SETTES. JITTER VIL OGSÅ INNFØRES, DERFOR MÅ RMS VERDIEN
% AV DENNE SETTES. FØRST SIMULERES EN IDEELL UNDERSAMPLING,
% DERETTER INNFØRES EN MER REELL SAMPLER. SÅ BLIR JITTERS
% PÅVIRKNING PÅ PASSBÅNDSSIGNALET SIMULERT, FØR REELL SAMPLER
% OG JITTER SIMULERES SAMMEN HELT TIL SLUTT.

clear all;
close all;

% INNGANGSPARAMETERE
F1=0.7e+9;           %Testsignalfrekvenser
F2=0.6e+9;           %Testsignalfrekvenser
Fc=9e+9;             %Bærebølgefrequens
B=1e9;               %Omhylningsbåndbredde båndbredde
FL=Fc;               %Laveste frekvens i omhylningen
FH=FL+B;             %Høyeste frekvens i omhylningen
tidsluke=1e-6;      %Varighet på testssignalet

% VALG AV SAMPLINGSFREKVENNS

%Finner høyeste NQ-bånd k, og evt. korrigerer til oddetall
k=floor(FH/B);
if mod(k,2)
    k=k;
else
    k=k-1;
end

%Setter riktig samplingsfrekvens.
fs=2*FL/(k-1);      %Reell samplingsfrekvens for undersampling
fsa=10*fs;          %Fiktiv "analog" samplingsfrekvens

% PARAMETERE TIL REELL SAMPLER
fco=20e+9;          %cut-off frekvens for RC-filter-sampleren.
tau=1/(2*pi*fco);  %tidskonstant
AT=4*tau;           %Acquisition time

%ønsket oppløsning i sampleren
n_ps=10;            %#punktprøver/ps
n_s=n_ps*1e+12;     %#punktprøver/s

% JITTER
jitterRMS=1e-12;    %RMS verdien av jitter

```

```

jitter=(jitterRMS).*randn(1,length((1/fs):1/fs:tidsluke-(1/fs)));

%Font til plott
FontSize=16;
FontName='Times New Roman';

%% IDEELL UNDERSAMPLING

%Genererer en "analog" tidsvektor
t=0:(1/fsa):(tidsluke)-(1/fsa);

%Basisbåndssignalet
xb=sin((2*pi)*F1.*t)+sin((2*pi)*F2.*t);

%Flytter signalet opp i frekvens til passbånd
xrf=sin((2*pi)*(F1+Fc).*t)+sin((2*pi)*(F2+Fc).*t);

%Undersampler passbåndssignalet signalet + setter 0 mellom alle
punktprøvene
x=zeros(1,length(xrf));
for i=1:fsa/fs:length(xrf)
    x(i)=xrf(i);
end

%Beregner Fouriertransformen
Xb=fft(xb.*window(@hann,length(xb))',2^(nextpow2(length(xb))+2));
Xrf=fft(xrf.*window(@hann,length(xrf))',2^(nextpow2(length(xrf))+2));
X=fft(x.*window(@hann,length(x))',2^(nextpow2(length(x))+2));

%Plotter basisbåndssignalet
figure();
plot(linspace(-0.5*fsa/1e9,0.5*fsa/1e9,length(Xb)),20*log10(fftshift(
    abs(Xb))./max(abs(Xb))), 'g');
title('Basebåndsignal', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
xlabel('F[GHz]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel('|Xb| [dB]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
axis([0 fs/2e9 -40 2]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);

%Plotter RF-signalet
figure();
plot(linspace(-0.5*fsa/1e9,0.5*fsa/1e9,length(Xrf)),20*log10(fftshift(
    abs(Xrf))./max(abs(Xrf))), 'r');
title('RF-signal', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
xlabel('F[GHz]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel('|Xrf| [dB]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
axis([8*fs/2e9 9*fs/2e9 -40 2]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);

%Plotter undersamlet signal med 0 mellom alle punktprøver
figure();
plot(linspace(-0.5*fsa/1e9,0.5*fsa/1e9,length(X)),20*log10(fftshift(
    abs(X))./max(abs(X))), 'b');
title(['Undersamlet signal, fs= ' num2str(fs/1e+9) ' GHz'], 'FontSize',
    FontSize, 'FontName', FontName);

```



```

xlabel('F[GHz]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel('|X| [dB]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
axis([0 10*fs/2e9 -40 2]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);

%% UNDERSAMPLER MED REELL SAMPLER
%(For ikke å generere for mye data blir kun dataene rundt de ønskede
% punktprøvene generert. Selve samplingen skjer i MATLAB scriptet
% sample.m)

%genererer ønsket tidsvektor (henter kun ut verdiene rundt fs)
t=zeros(1,round(n_s*AT)); %NB! 1. sampel blir ideelt

for i=(1/fs):1/fs:tidsluke-(1/fs)
    t=[t (i-(round(n_s*AT)-1)/n_s):1/n_s:i];
end

%genererer det "analoge" signalet rundt punktprøvene
xrf=sin((2*pi)*(F1+Fc).*t)+sin((2*pi)*(F2+Fc).*t);

%undersampler med "reell" sampler
x_sample=zeros(1,tidsluke/(1/fs));
teller=0;
for i=1:round(n_s*AT):length(t)
    teller=teller+1;
    x_sample(teller)=sample(xrf(i:i+round(n_s*AT)-1),AT,fco);
end

%Plotter et tidsutsnitt
t_utsnitt=1e-9;
figure();
plot(0:1/fsa:t_utsnitt,xb(1:length(0:1/fsa:t_utsnitt)), 'g');
hold on;
stem(0:1/fs:t_utsnitt,x_sample(1:length(0:1/fs:t_utsnitt)));
for i=1:length(0:1/fs:t_utsnitt)-1
    plot(t(i*round(n_s*AT)+1:(i+1)*round(n_s*AT)),xrf(i*round(n_s*AT)
        +1:(i+1)*round(n_s*AT)), 'r');
end
hold off;
title(['"Reell" punktprøvning med AT = ' num2str(AT/(tau)) '\tau, F_{
    co}= ' num2str(fco/1e9) 'GHz, F_{s}= ' num2str(fs/1e9) 'GHz'], '
    FontSize', 16, 'FontName', 'Calibri');
xlabel('t[ns]', 'FontSize', 16, 'FontName', 'Times New Roman');
ylabel('x(t)', 'FontSize', 16, 'FontName', 'Times New Roman');
hleg=legend('Basebåndsignal', 'Sampel', 'Passbåndsignal gjennom RC-
    filter', 3);
set(hleg, 'FontSize', 12, 'FontName', 'Times New Roman');
set(gca, 'FontSize', 16, 'FontName', 'Times New Roman');

%plotter frekvensresponsen til det undersamplede signalet,
%nomaliser til en ideell undnersampling

%Beregner Fouriertransformen
X_SAMPLE=fft(x_sample.*window(@hann, length(x_sample)), 2^(nextpow2(
    length(x_sample))+2));

```

```

%Plotter undersamlet signal med 0 mellom alle punktprøver
figure();
plot(linspace(-0.5*fs/1e9,0.5*fs/1e9,length(X_SAMPLE)),20*log10(
    fftshift(abs(X_SAMPLE))./max(abs(X))), 'b');
title(['Frekvensspekter, AT = ' num2str(AT/tau) '\tau og Fco= '
    num2str(fco/1e9) 'GHz'], 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName)
;
xlabel('F[GHz]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel('|X| [dB]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
axis([0 1*fs/2e9 -10 2]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);

%% SER PÅ VIRKNINGEN AV JITTER PÅ PASSBÅNDSIGNAL
%(Denne simuleringen er uavhengig av de foregående simuleringene, og
%har kun som hensikt å se på jitters innvirkning på et
%passbåndssignal)

%Teoretisk jitter
t_jitter=1e-12.*[0.1:0.1:10];
SNR_TEO=-20*log10(2*pi*(F1+Fc).*t_jitter);

%Ideelt undersamlet testssignal
t=0:1/fs:tidsluke-(1/fs);
x=sin((2*pi)*(F1+Fc).*t)+sin((2*pi)*(F2+Fc).*t);

%ØNSKER Å LEGGE PÅ JITTER

%Hjelpevektorer
tj=zeros(1,length(t));
xj=zeros(1,length(x));
SNR=zeros(1,length(t_jitter));

%regner ut SNR for hver av RMS jitter verdiene
for j=1:length(t_jitter)
    %Går igjennom tidsvektoren og legger på jitter
    for i=1:length(t)
        tj(i)=t(i)+(t_jitter(j)*randn(1));
    end
    %Genererer signalet med jitter
    xj=sin((2*pi)*(F1+Fc).*tj)+sin((2*pi)*(F2+Fc).*tj);
    %finner feilen generert av jitter
    e=x-xj;
    %regner ut SNR
    SNR(j)=10*log10(mean(x.^2)/mean(e.^2));
end

%plotter simulert jitter kontra teoretisk jitter
figure();
plot(t_jitter./(1e-12), SNR);
hold on;
plot(t_jitter./(1e-12), SNR_TEO, 'r');
hold off;
grid on;
title(['SNR vs. RMS jitter, maks \Delta' 'SNR=' num2str(max(abs(

```

```

        SNR_TEO-SNR)),2) ' dB'], 'FontSize', 16,'FontName','Times New
        Roman');
xlabel('t_{j} [ps]', 'FontSize', 16,'FontName','Times New Roman');
set(gca,'xscale','log');
ylabel('SNR [dB]', 'FontSize', 16,'FontName','Times New Roman');
hleg=legend('utregnet SNR','teoretisk SNR',2);
set(hleg,'FontSize', 12,'FontName','Times New Roman');
set(gca, 'FontSize', 16,'FontName','Times New Roman');

%plotter frekvensresponsen til undersamlet signal med
%3 forskjellige RMS jitter verdier
jitterRMS=1e-12.*[10 1 0.1];

for j=1:length(jitterRMS)
    %Går igjennom tidsvektoren og legger på jitter
    for i=1:length(t)
        tj(i)=t(i)+(jitterRMS(j)*randn(1));
    end
    %Genererer signalet med jitter
    xj=sin((2*pi)*(F1+Fc).*tj)+sin((2*pi)*(F2+Fc).*tj);
    %Beregner Fouriertransformen
    Xj=fft(xj.*window(@hann,length(xj)'),'2^(nextpow2(length(xj))+2));

    %Plotter undersamlet signal med 0 mellom alle punktprøver
    figure();
    plot(linspace(-0.5*fs/1e9,0.5*fs/1e9,length(Xj)),20*log10(
        fftshift(abs(Xj))./max(abs(Xj))), 'b');
    title(['Frekvensspekter, t_{j}= ' num2str(jitterRMS(j)/1e-12) 'ps
        , NFFT=2^{ ' num2str((nextpow2(length(xj))+2)) ' }'], 'FontSize'
        , FontSize,'FontName',FontName);
    xlabel('F[GHz]', 'FontSize', FontSize,'FontName',FontName);
    ylabel('|Xj| [dB]', 'FontSize', FontSize,'FontName',FontName);
    axis([0 1*fs/2e9 -80 2]);
    set(gca, 'FontSize', FontSize,'FontName',FontName);
end

%% SER PÅ VIRKNINGEN AV JITTER OG REELL SAMPLER SAMMEN

%undersampler med "reell" sampler
x_sample=zeros(1,tidsluke/(1/fs));
teller=0;
for i=1:round(n_s*AT):length(t)
    teller=teller+1;
    x_sample(teller)=sample(xrf(i:i+round(n_s*AT)-1),AT,fco);
end

%genererer tidsvektor med og uten jitter (henter kun ut verdiene
rundt fs)
t=zeros(1,round(n_s*AT));
tj=zeros(1,round(n_s*AT));
teller=1;
for i=(1/fs):1/fs:tidsluke-(1/fs)
    t=[t (i-(round(n_s*AT)-1)/n_s):(1/n_s):i];
    tj=[tj (i-(round(n_s*AT)-1)/n_s)+jitter(teller):(1/n_s):i+jitter(
        teller)];
end

```

```

    teller=teller+1;
end

%genererer det "analoge" signalet uten og med jitter
x=sin((2*pi)*(F1+Fc).*t)+sin((2*pi)*(F2+Fc).*t);
xj=sin((2*pi)*(F1+Fc).*tj)+sin((2*pi)*(F2+Fc).*tj);

%undersampler signalet med og uten jitter
x_sample=zeros(1,tidsluke/(1/fs));
x_samplej=zeros(1,tidsluke/(1/fs));
teller=0;
for i=1:length(t)/(tidsluke/(1/fs)):length(t)
    teller=teller+1;
    x_sample(teller)=sample(x(i:i+round(n_s*AT)-1),AT,fco);
    x_samplej(teller)=sample(xj(i:i+round(n_s*AT)-1),AT,fco);
end

%Beregner SNR før og etter sampling
e1=x-xj;                %feil før sampling
e2=x_sample-x_samplej; %feil etter sampling
SNRfor=10*log10(mean(x.^2)/mean(e1.^2));
SNRetter=10*log10(mean(x_sample.^2)/mean(e2.^2));

%Beregner Fouriertransformen
X_SAMPLEJ=fft(x_samplej.*window(@hann,length(x_samplej)',2^(nextpow2
    (length(x_samplej))+2)));

%Plotter frekvensspekteret, normalisert til den ideelle
undersamplingen.
figure();
plot(linspace(-0.5*fs/1e9,0.5*fs/1e9,length(X_SAMPLEJ)),20*log10(
    fftshift(abs(X_SAMPLEJ))./max(abs(X))), 'b');
title(['Frekvensspekter, AT = ' num2str(AT/tau) '\tau og Fco= '
    num2str(fco/1e9) 'GHz'], 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName)
;
xlabel('F[GHz]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel('|Xj| [dB]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
axis([0 1*fs/2e9 -60 2]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);

```

F.2. sample_up_conversion.m

```

%% 2-TONE TESTBENK FOR SAMPLING UP CONVERSION
% DETTE MATLAB SCRIPTET SIMULERER SAMPLING UP CONVERSION. ALLER FØRST
% BLIR INNGANGSPARAMETERNE SATT, DERETTER RIKTIG SAMPLINGSFREKVENNS
% UTIFRA INNGANGSPARAMETERNE. PARAMETERNE FOR RTZ-DAC BLIR OGSÅ SATT.
% FØRST BLIR BØLGEFORMENE STUDERT, DERETTER LAGT TIL BASEBÅNDSIGN.
% DERETTER KOMMER EN REELL TILNÆRMING TIL BØLGEFORMEN, FØR
% JITTER INNFØRES I NEDKONVERTERINGEN. TIL SLUTT BLIR ALTERNATIVE
% BØLGEFORMER STUDERT

clear all;
close all;

```

```

% INNGANGSPARAMETERE
F1=0.7e+9;           %Testsignalfrekvenser
F2=0.6e+9;           %Testsignalfrekvenser
Fc=9e+9;             %Bærebølgefrequens
B=1e9;               %Omhylningsbåndbredde båndbredde
FL=Fc;               %Laveste frekvens i omhylningen
FH=FL+B;             %Høyeste frekvens i omhylningen
tidsluke=1e-6;       %Varighet på testssignalet

% VALG AV SAMPLINGSFREKVENNS
%Finner høyeste NQ-bånd k, og evt. korrigerer til oddetall
k=floor(FH/B);
if mod(k,2)
    k=k;
else
    k=k-1;
end

fs=2*FL/(k-1);       %Reell samplingsfrekvens for undersampling
fsa=400*fs;          %Fiktiv "analog" samplingsfrekvens

% PARAMETERE FOR RTZ-DAC
T=[50 100 150 250]*1e-12;           % (NB! T≤Ts=1/Fs)
RMSjitter=10e-12;

%Font til plott
FontSize=16;
FontName='Times New Roman';

%% IDEELL RTZ-DAC OPPKONVERTERING
%Genererer en "analog" tidsvektor
t=0:(1/fs):(tidsluke)-(1/fs);
%Basisbåndssignalet
xb=sin((2*pi)*F1.*t)+sin((2*pi)*F2.*t);

%Bølgeformer
%ZERO-ORDER-HOLD
zoh=ones(1,round((1/fs)*fsa));
%RETURN-TO-ZERO
rtz_50=zeros(1,round((1/fs)*fsa));
rtz_50(1:round(T(1)*fsa))=1;
rtz_100=zeros(1,round((1/fs)*fsa));
rtz_100(1:round(T(2)*fsa))=1;
rtz_150=zeros(1,round((1/fs)*fsa));
rtz_150(1:round(T(3)*fsa))=1;
rtz_250=zeros(1,round((1/fs)*fsa));
rtz_250(1:round(T(4)*fsa))=1;

%Tidsutsnitt
t_bolge=[0:1/fsa:1/fs-1/fsa].*(fs);

%Regner ut frekvensresponsen til bølgeformene
NFFT=10*2048;

```

```

f=linspace(-0.5*(fsa/1e9),0.5*(fsa/1e9),NFFT);
ZOH=fft(zoh,NFFT)/length(zoh);
RTZ_50=fft(rtz_50,NFFT)/length(rtz_50);
RTZ_100=fft(rtz_100,NFFT)/length(rtz_100);
RTZ_150=fft(rtz_150,NFFT)/length(rtz_150);
RTZ_250=fft(rtz_250,NFFT)/length(rtz_250);

%Plotter bølgeformene sammen med tilhørende frekvensspekter.
figure();
subplot(4,2,1);
plot(t_bolge,zoh);
title('Bølgeformer', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
axis([0 1 0 1.2]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel('T=T_{s}', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
subplot(4,2,2);
plot(f,20*log10(fftshift(abs(ZOH))));
title('Frekvensspekter [dB]', 'FontSize', FontSize, 'FontName',
      FontName);
axis([0 25 -50 3]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);

subplot(4,2,3);
plot(t_bolge,rtz_250);
axis([0 1 0 1.2]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel(['T=' num2str(T(4)/1e-12) 'ps'], 'FontSize', FontSize, 'FontName',
      'FontName');
subplot(4,2,4);
plot(f,20*log10(fftshift(abs(RTZ_250))));
axis([0 25 -50 3]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);

subplot(4,2,5);
plot(t_bolge,rtz_100);
axis([0 1 0 1.2]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel(['T=' num2str(T(2)/1e-12) 'ps'], 'FontSize', FontSize, 'FontName',
      'FontName');
subplot(4,2,6);
plot(f,20*log10(fftshift(abs(RTZ_100))));
axis([0 25 -50 3]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);

subplot(4,2,7);
plot(t_bolge,rtz_50);
axis([0 1 0 1.2]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
xlabel('Tid i Ts sekunder', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel(['T=' num2str(T(1)/1e-12) 'ps'], 'FontSize', FontSize, 'FontName',
      'FontName');
subplot(4,2,8);
plot(f,20*log10(fftshift(abs(RTZ_50))));
axis([0 25 -50 3]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);

```

```

xlabel('Frekvens [GHz]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);

%Plotter ZOH og RTZ frekvensresponsene i samme plott
figure();
hold on;
plot(f, 20*log10(fftshift(abs(ZOH))), 'b');
plot(f, 20*log10(fftshift(abs(RTZ_50))), 'r');
axis([0 25 -50 3]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
xlabel('Frekvens [GHz]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel('Dempning [dB]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
title('Frekvensdempning av bølgeformer', 'FontSize', FontSize, '
      FontName', FontName);
hleg=legend('ZOH-DAC', 'RTZ-DAC, T=50ps', 2);
set(hleg, 'FontSize', 12, 'FontName', 'Times New Roman');
hold off;

%Plotter alle frekvensresponsene i samme plott
figure();
hold on;
plot(f, 20*log10(fftshift(abs(RTZ_50))), 'b');
plot(f, 20*log10(fftshift(abs(RTZ_100))), 'r');
plot(f, 20*log10(fftshift(abs(RTZ_150))), 'g');
plot(f, 20*log10(fftshift(abs(RTZ_250))), 'k');
axis([0 10 -50 3]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
xlabel('Frekvens [GHz]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel('Dempning [dB]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
title('Frekvensdempning av bølgeformer', 'FontSize', FontSize, '
      FontName', FontName);
hleg=legend('T=50ps', 'T=100ps', 'T=150ps', 'T=250ps', 4);
set(hleg, 'FontSize', 12, 'FontName', 'Times New Roman');
hold off;

%Legger til bølgeformen på alle punktprøvene i basebåndsignalet.
xzoh=DACComformer(xb, zoh);
XZOH=fft(xzoh.*window(@hann, length(xzoh)), 2^(nextpow2(length(xzoh)
+2)));
figure();
plot(linspace(-0.5*(fsa/1e9), 0.5*(fsa/1e9), length(XZOH)), 20*log10(
      fftshift(abs(XZOH)/max(abs(XZOH))))+20*log10(sinc(600e6*(1/fs))));
hold on;
plot(linspace(-0.5*(fsa/1e9), 0.5*(fsa/1e9), length(ZOH)), 20*log10(
      fftshift(abs(ZOH))), 'm');
hold off;
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
xlabel('Frekvens [GHz]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel('Dempning [dB]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
title('Frekvensspekter ZOH-DAC, fs=2.25GHz', 'FontSize', FontSize, '
      FontName', FontName);
hleg=legend('DAC-utgang', 'Bølgeformdempning', 2);
set(hleg, 'FontSize', 12, 'FontName', 'Times New Roman');
axis([0 25 -50 2]);

xrtz=DACComformer(xb, rtz_50);

```

```

XRTZ=fft(xrtz.*window(@hann,length(xrtz)),2^(nextpow2(length(xrtz)
+2)));
figure();
plot(linspace(-0.5*(fsa/1e9),0.5*(fsa/1e9),length(XRTZ)),20*log10(
fftshift(abs(XRTZ)/max(abs(XZOH)))+20*log10(sinc(600e6*(1/fs))));
hold on;
plot(linspace(-0.5*(fsa/1e9),0.5*(fsa/1e9),length(RTZ_50)),20*log10(
fftshift(abs(RTZ_50))),'m');
hold off;
set(gca,'FontSize',FontSize,'FontName',FontName);
xlabel('Frekvens [GHz'],'FontSize',FontSize,'FontName',FontName);
ylabel('Dempning [dB]','FontSize',FontSize,'FontName',FontName);
title('Frekvensspekter RTZ-DAC, T=50ps, fs=2.25GHz','FontSize',
FontSize,'FontName',FontName);
hleg=legend('DAC-utgang','Bølgeformdempning',2);
set(hleg,'FontSize',12,'FontName','Times New Roman');
axis([0 25 -50 2]);
%% REELL TILNÆRMING PÅ BØLGEFORM

%RETURN-TO-ZERO-MED-REELL-BØLGEFORM
rtz_r1=zeros(1,round((1/fs)*fsa));
rtz_r2=zeros(1,round((1/fs)*fsa));
rtz_r3=zeros(1,round((1/fs)*fsa));
rtz_r4=zeros(1,round((1/fs)*fsa));

rtz_r1(1:round(T(1)*fsa))=1;
rtz_r2(1:round(T(1)*fsa))=1;
rtz_r3(1:round(T(1)*fsa))=1;
rtz_r4(1:round(T(1)*fsa))=1;

%Forløp
t_tmp=0:1/fsa:50e-12;

%RC- og RCL-forløp
tau_tmp=5e-12;
forlop1=1-exp(-t_tmp./tau_tmp);
forlop2=exp(-t_tmp./tau_tmp);
demp=0.4;
w0=400e9;
wd=w0*sqrt(1-demp^2);
alpha=w0*demp;
forlop3=1+exp(-alpha.*t_tmp).*(-cos(wd.*t_tmp)+0.1*sin(wd.*t_tmp));

%Alternative bølgeformer
rtz_r1(1:length(forlop1))=forlop1;
rtz_r2(round(T(1)*fsa):round(T(1)*fsa)+length(t_tmp)-1)=forlop2;
rtz_r3(1:length(forlop3))=forlop3;
rtz_r4(1:length(forlop1))=forlop3;
rtz_r4(round(T(1)*fsa):round(T(1)*fsa)+length(t_tmp)-1)=forlop2;
%Frekvensresponsen til de reelle bølgeformene
RTZ_R1=fft(rtz_r1,NFFT)/length(rtz_r1);
RTZ_R2=fft(rtz_r2,NFFT)/length(rtz_r2);
RTZ_R3=fft(rtz_r3,NFFT)/length(rtz_r3);
RTZ_R4=fft(rtz_r4,NFFT)/length(rtz_r4);

```



```

%Frekvens og tidsvektor
f=linspace(-0.5*(fsa/1e9),0.5*(fsa/1e9),NFFT);
t_bolge=[0:1/fsa:1/fs-1/fsa].*1e12;

%Plotter alle tidsresponsene
figure();
FontSize=16;
FontName='Times New Roman';
subplot(2,2,1);
plot(t_bolge,rtz_r1,'b');
title('Bølgeform 1', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
axis([0 80 0 1.3]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
xlabel('Tid [ps]', 'FontSize', 12, 'FontName', FontName);

subplot(2,2,2);
plot(t_bolge,rtz_r2,'r');
title('Bølgeform 2', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
axis([0 80 0 1.3]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
xlabel('Tid [ps]', 'FontSize', 12, 'FontName', FontName);

subplot(2,2,3);
plot(t_bolge,rtz_r3,'g');
title('Bølgeform 3', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
axis([0 80 0 1.3]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
xlabel('Tid [ps]', 'FontSize', 12, 'FontName', FontName);

subplot(2,2,4);
plot(t_bolge,rtz_r4,'k');
title('Bølgeform 4', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
axis([0 80 0 1.3]);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
xlabel('Tid [ps]', 'FontSize', 12, 'FontName', FontName);

%Plotter alle frekvensresponsene
figure();
hold on;
plot(f,20*log10(fftshift(abs(RTZ_R1))), 'b');
plot(f,20*log10(fftshift(abs(RTZ_R2))), 'r');
plot(f,20*log10(fftshift(abs(RTZ_R3))), 'g');
plot(f,20*log10(fftshift(abs(RTZ_R4))), 'k');
axis([0 25 -50 -15]);
hleg=legend('Bølgeform 1', 'Bølgeform 2', 'Bølgeform 3', 'Bølgeform 4'
, 4);
set(hleg, 'FontSize', 12, 'FontName', 'Times New Roman', 'Location', '
NorthEast');
xlabel('Frekvens [GHz]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel('Dempning', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
title('Frekvensdempning for Bølgeformer', 'FontSize', FontSize, '
FontName', FontName);

%% SUC MED JITTER

```

```

%Genererer en ny jittret tidsvektor
tj=t+RMSjitter*randn(1,length(t));

%Generere jittret basisbåndssignal
xbj=sin((2*pi)*F1.*tj)+sin((2*pi)*F2.*tj);

%DAC OMDFORMER
%Legger til bølgeformen på alle punktprøvene i basebåndsignalet.
xrtzj=DAComformer(xbj,rtz_50);
xzohj=DAComformer(xbj,zoh);

%Beregner Fouriertransformen
Xrtzj=fft(xrtzj.*window(@hann,length(xrtzj)'),2^(nextpow2(length(
    xrtzj))+2));

%Plotter Fouriertransformen
figure();
plot(linspace(-0.5*fsa/1e9,0.5*fsa/1e9,length(Xrtzj)),20*log10(
    fftshift(abs(Xrtzj))/max(abs(Xrtzj))));
set(gca,'FontSize',FontSize,'FontName',FontName);
xlabel('Frekvens [GHz]','FontSize',FontSize,'FontName',FontName);
ylabel('|X_{rtz-j}|','FontSize',FontSize,'FontName',FontName);
title(['Frekvensspekter for RTZ-DAC, T= ' num2str(T(1)./1e-12) 'ps,
    fs= ' num2str(fs/1e+9) 'GHz'], 'FontSize',FontSize,'FontName',
    FontName);
axis([0 25 -100 2]);

%Beregner SNR
e=xb-xbj;
SNR=10*log10(mean(xb.^2)/mean(e.^2));

%% Finner ut hva er SNR i basebånd og RF bånd

%Båndpassfiltrerer RTZ-DAC utgangen med 2 forskjellige filtre
xRF=filter(BP_9_10_order8,xrtzj);
xRF_2=filter(BP_9_10_order40,xrtzj);

%Beregner Frekvensspekter med Blackmann-Harris vindu
XRF=fft(xRF.*window(@blackmanharris,length(xRF)));
XRF_2=fft(xRF_2.*window(@blackmanharris,length(xRF_2)));

%Plotter for å finne riktige frekvenskomponenter
figure();
stem(abs(XRF));

%Definerer signal og støy vektorer
sRF=0;nRF=0;
sRF_2=0;nRF_2=0;

%Går igjennom og kvaderer og summerer signal og støy bidrag
%NB! Går kun igjennom halve, da frekvensspekteret er speilet.
for i=1:length(XRF)/2
    if i>=9597 && i<=9605 || i>=9697 && i<=9705
        sRF=sRF+abs(XRF(i))^2;
    end
end

```

```

        sRF_2=sRF_2+abs(XRF_2(i))^2;
    else
        nRF=nRF+abs(XRF(i))^2;
        nRF_2=nRF_2+abs(XRF_2(i))^2;
    end
end

%Beregner SNR
SNR_filterRF=10*log10(sRF/nRF);
SNR_filterRF_2=10*log10(sRF_2/nRF_2);
%% STUDERER ANDRE BØLGEFORMER

%ZOH bølgeform
zoh=ones(1,round((1/fs)*fसा));

%Forming av alternativ bølgeform
rtz_50=zeros(1,round((1/fs)*fसा));
rtz_50(1:round(T(1)*fसा))=1;
rtz_50(round(T(1)*fसा)+1:2*round(T(1)*fसा))=-1;
rtz_50(2*round(T(1)*fसा)+1:3*round(T(1)*fसा))=1;
rtz_50(3*round(T(1)*fसा)+1:4*round(T(1)*fसा))=-1;
rtz_50(4*round(T(1)*fसा)+1:5*round(T(1)*fसा))=1;
rtz_50(5*round(T(1)*fसा)+1:6*round(T(1)*fसा))=-1;
rtz_50(6*round(T(1)*fसा)+1:7*round(T(1)*fसा))=1;
rtz_50(7*round(T(1)*fसा)+1:8*round(T(1)*fसा))=-1;
rtz_50(8*round(T(1)*fसा)+1:end)=1;

%Plotter tidsresponsen
t_bolge=[0:1/fसा:1/fसा-1/fसा].*(fs);
figure();
plot(t_bolge,rtz_50);

%Regner ut frekvensresponsen til bølgeformene og plotter den
NFFT=10*2048;
f=linspace(-0.5*(fसा/1e9),0.5*(fसा/1e9),NFFT);
ZOH=fft(zoh,NFFT)/length(zoh);
RTZ_50=fft(rtz_50,NFFT)/length(rtz_50);
figure();
plot(f,20*log10(fftshift(abs(RTZ_50))), 'b');
axis([0 25 -50 3]);

```

F.3. totalsystem.m

```

%% 2-TONE TESTBENK FOR ET TOTALSYSTEM

% DETTE MATLAB SCRIPTET SIMULERER ET TOTALSYSTEM. ALLER FØRST
% BLIR INNGANGSPARAMETERNE SATT. DERETTER BLIR RIKTIG
% SAMPLINGSFREKVENNS SATT UTIFRA INNGANGSPARAMETERNE. PARAMETERE
% FOR REELL SAMPLER OG RTZ-DAC BLIR SATT. DERETTER BLIR DET
% UTFØRT IDEELL UNDERSAMPLING, UNDERSAMPLING MED "REELL" SAMPLER
% OG UNDERSAMPLING MED REELL SAMPELR OG JITTER. SUC FØRER
% SIGNALET OPP TIL ØNSKET PASSBÅND IGJEN VHA. EN RTZ-DAC.
% TILSLUTT BLIR DET SIMULERT OPPKONVERTERING MED JITTER PÅ DACEN.

```

```

clear all;
close all;

% INNGANGSPARAMETERE
F1=0.7e+9;           %Testsignalfrekvenser
F2=0.6e+9;           %Testsignalfrekvenser
Fc=9e+9;             %Bærebølgefrequens
B=1e9;               %Omhylningsbåndbredde båndbredde
FL=Fc;               %Laveste frekvens i omhylningen
FH=FL+B;             %Høyeste frekvens i omhylningen
tidsluke=1e-6;       %Varighet på testssignalet

% VALG AV SAMPLINGSFREKVENNS
%Finner høyeste NQ-bånd k, og evt. korrigerer til oddetall
k=floor(FH/B);
if mod(k,2)
    k=k;
else
    k=k-1;
end
fs=2*FL/(k-1);       %Reell samplingsfrekvens for undersampling
fsa=400*fs;          %Fiktiv "analog" samplingsfrekvens

% PARAMETERE TIL REELL SAMPLER
fco=20e+9;           %cut-off frekvens for RC-filter-sampleren.
tau=1/(2*pi*fco);    %tidskonstant
AT=4*tau;            %Acquisition time

%ønsket oppløsning i sampleren
n_ps=10;             %#punktprøver/ps
n_s=n_ps*1e+12;      %#punktprøver/s

% JITTER
jitterRMS=1e-12;     %RMS verdien av jitter
jitter=(jitterRMS).*randn(1,length((1/fs):1/fs:tidsluke-(1/fs)));

% PARAMETERE FOR RTZ-DAC
T=50e-12;            %(NB! T<Ts=1/fs)

%Font til plott
FontSize=16;
FontName='Times New Roman';
%% UNDERSAMPLER

% PUNKTPRØVINGSVEKTORER
t=zeros(1,round(n_s*AT)); %for utsnitt av passbåndsignal
tj=zeros(1,round(n_s*AT)); %for utsnitt av passbåndsignal med
    jitter

%henter kun ut ønskede verdiene rundt fs, men 1. sample = 0.
teller=1;
for i=(1/fs):1/fs:tidsluke-(1/fs)

```

```

t=[t (i-(round(n_s*AT)-1)/n_s):1/n_s:i];
tj=[tj (i-(round(n_s*AT)-1)/n_s)+jitter(teller):1/n_s:i+jitter(
    teller)];
teller=teller+1;
end

% UTSNITT AV PASSBÅNDSIGNALENE
xrf=sin((2*pi)*(F1+Fc).*t)+sin((2*pi)*(F2+Fc).*t);
xrfj=sin((2*pi)*(F1+Fc).*tj)+sin((2*pi)*(F2+Fc).*tj); %med jitter

% UNDERSAMPLING
x=zeros(1,tidsluke/(1/fs));
xj=zeros(1,tidsluke/(1/fs)); %med jitter

%undersampler ved å sende et gitt antall "analoge" punktprøver til
%sampleren
teller=0;
for i=1:length(t)/(tidsluke/(1/fs)):length(t)
    teller=teller+1;
    x(teller)=sample(xrf(i:i+round(n_s*AT)-1),AT,fco);
    xj(teller)=sample(xrfj(i:i+round(n_s*AT)-1),AT,fco);
end

%% FLYTTER SIGNALET OPP I FREKVENNS VHA. SUC

%Bølgeform
rtz_50=zeros(1,round((1/fs)*fsa));
rtz_50(1:round(T*fsa))=1;

%Legger til jitter i DACen
t=0:(1/fs):(tidsluke)-(1/fs);
tj=t+jitterRMS*randn(1,length(t));
xb=sin((2*pi)*F1.*t)+sin((2*pi)*F2.*t);
xbj=sin((2*pi)*F1.*tj)+sin((2*pi)*F2.*tj);
e=xb-xbj;
xjj=xj+e;

%Utganger
xrtz=DACComformer(x,rtz_50);
xrtzj=DACComformer(xj,rtz_50);
xrtzjj=DACComformer(xjj,rtz_50);

%Fouriertransformerer utgangene
Xrtz=fft(xrtz.*window(@hann,length(xrtz) ',2^(nextpow2(length(xrtz)
+2)));
Xrtzj=fft(xrtzj.*window(@hann,length(xrtzj) ',2^(nextpow2(length(
xrtzj))+2)));
Xrtzjj=fft(xrtzjj.*window(@hann,length(xrtzjj) ',2^(nextpow2(length(
xrtzjj))+2)));

%FINNER FREKVENNSRESPONSEN TIL PASSBÅNDSIGNALET FOR Å FÅ RIKTIG
%NORMALISERINGSVERDI FRA INNGANGSIGNALET
t=0:(1/fsa):(tidsluke)-(1/fsa);
xrf=sin((2*pi)*(F1+Fc).*t)+sin((2*pi)*(F2+Fc).*t);
Xrf=fft(xrf.*window(@hann,length(xrf) ',2^(nextpow2(length(xrf))+2));

```

```

%PLOTTER FOURIERTRANSFORMEN TIL UTGANGEN FOR RTZ-DACEN
figure();
plot(linspace(-0.5*fsa/1e9,0.5*fsa/1e9,length(Xrtz)),20*log10(
    fftshift(abs(Xrtz))/max(abs(Xrtz))));
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
xlabel('Frekvens [GHz]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel('|X_{rtz}|', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
title('Frekvensspekter |X_{rtz}|', 'FontSize', FontSize, 'FontName',
    FontName);
axis([0 25 -70 2]);

figure();
plot(linspace(-0.5*fsa/1e9,0.5*fsa/1e9,length(Xrtzj)),20*log10(
    fftshift(abs(Xrtzj))/max(abs(Xrtzj))));
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
xlabel('Frekvens [GHz]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel('|X_{rtzj}|', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
title('Frekvensspekter |X_{rtzj}|', 'FontSize', FontSize, 'FontName',
    FontName);
axis([0 25 -70 2]);

figure();
plot(linspace(-0.5*fsa/1e9,0.5*fsa/1e9,length(Xrtzjj)),20*log10(
    fftshift(abs(Xrtzjj))/max(abs(Xrtzjj))));
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
xlabel('Frekvens [GHz]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel('|X_{rtzjj}|', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
title('Frekvensspekter |X_{rtzjj}|', 'FontSize', FontSize, 'FontName',
    FontName);
axis([0 25 -70 2]);

figure();
plot(linspace(-0.5*fsa/1e9,0.5*fsa/1e9,length(Xrtzjj)),20*log10(
    fftshift(abs(Xrtzjj))/max(abs(Xrf))));
set(gca, 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
xlabel('Frekvens [GHz]', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
ylabel('|X_{rtzjj}|', 'FontSize', FontSize, 'FontName', FontName);
title('Frekvensspekter |X_{rtzjj}|', 'FontSize', FontSize, 'FontName',
    FontName);
axis([8*fs/2e9 9*fs/2e9 -80 2]);

```

F.4. sample.m

```

function sample = sample(x,AT,fc)
    %function sample = sample(x,AT,fc)
    %
    %funksjon som tar inn en vektor x, en acquisition time AT og en
    %cut-off frekvens fc. fc bestemmer 3-dB båndbredden til
    %RC-filteeret, som fungerer som en ikke-ideell sampler. AT
    %beskriver tiden sampleren bruker på å oppnå samplet. utgangen,
    %sample, er utgangen av filteret etter tidenAT.

```

```

% 1. ordens RC filter
wc=2*pi*fc;%regner ut vinkelfrekvensen
tau = 1/wc;% = RC (identitet hentet fra nilsson s 662)

%må lage ny tidsvektor sa. h defineres fra 0 til acquisition tiden
.
t=0:AT/length(x):AT;
%definerer sample-filteret
h=(1/tau)*exp(-t./tau);
%må gange med tiden det skal "integreres" over og dele på antall
%punkter for å få riktig skalering.
y=conv(x,h)*AT/length(t);
%henter ut riktig sampleverdi
sample=y(length(t));
end

```

F.5. DAComformer.m

```

function retur = DAComformer(x,bolgeform)
%1.punktprøve
retur=x(1).*bolgeform;
%resterende punktprøver
for i=2:length(x)
    retur=[retur x(i).*bolgeform];
end
end

```

F.6. BP_9_10_order8.m

```

function Hd = BP_9_10
%BP_9_10 Returns a discrete-time filter object.
%
% M-File generated by MATLAB(R) 7.10 and the Signal
% Processing Toolbox 6.13.
% Generated on: 07-May-2011 13:56:18

% Chebyshev Type I Bandpass filter designed using FDESIGN.BANDPASS.

% All frequency values are in GHz.
Fs = 900; % Sampling Frequency

N      = 8; % Order
Fpass1 = 9; % First Passband Frequency
Fpass2 = 10; % Second Passband Frequency
Apass  = 1; % Passband Ripple (dB)

% Construct an FDESIGN object and call its CHEBY1 method.
h = fdesign.bandpass('N,Fp1,Fp2,Ap', N, Fpass1, Fpass2, Apass, Fs);
Hd = design(h, 'cheby1');

% [EOF]

```

F.7. BP_9_10_order40.m

```
function Hd = BP_9_10_order40
%BP_9_10_ORDER40 Returns a discrete-time filter object.

% M-File generated by MATLAB(R) 7.10 and the
% Signal Processing Toolbox 6.13.
% Generated on: 07-May-2011 15:23:26

% Chebyshev Type I Bandpass filter designed using FDESIGN.BANDPASS.

% All frequency values are in GHz.
Fs = 900; % Sampling Frequency

N      = 40; % Order
Fpass1 = 9;  % First Passband Frequency
Fpass2 = 10; % Second Passband Frequency
Apass  = 1;  % Passband Ripple (dB)

% Construct an FDESIGN object and call its CHEBY1 method.
h = fdesign.bandpass('N,Fp1,Fp2,Ap', N, Fpass1, Fpass2, Apass, Fs);
Hd = design(h, 'cheby1');

% [EOF]
```

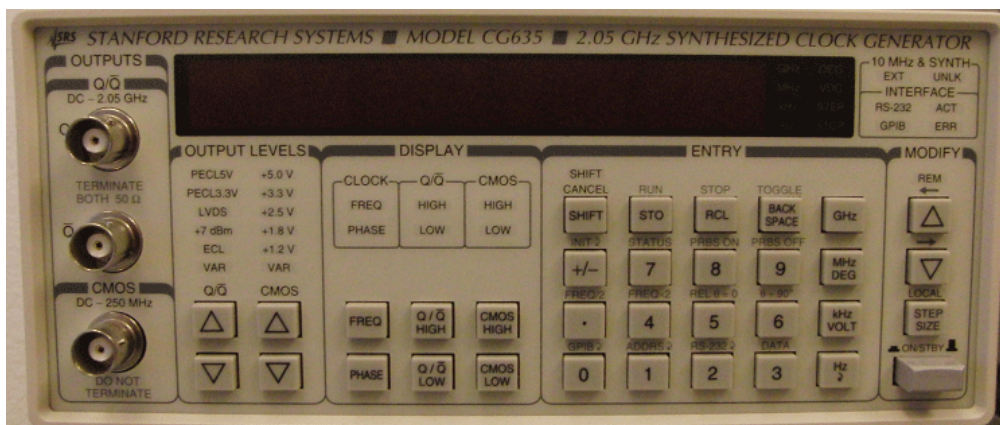

G. Bilder av komponenter brukt i laboratorieforsøket



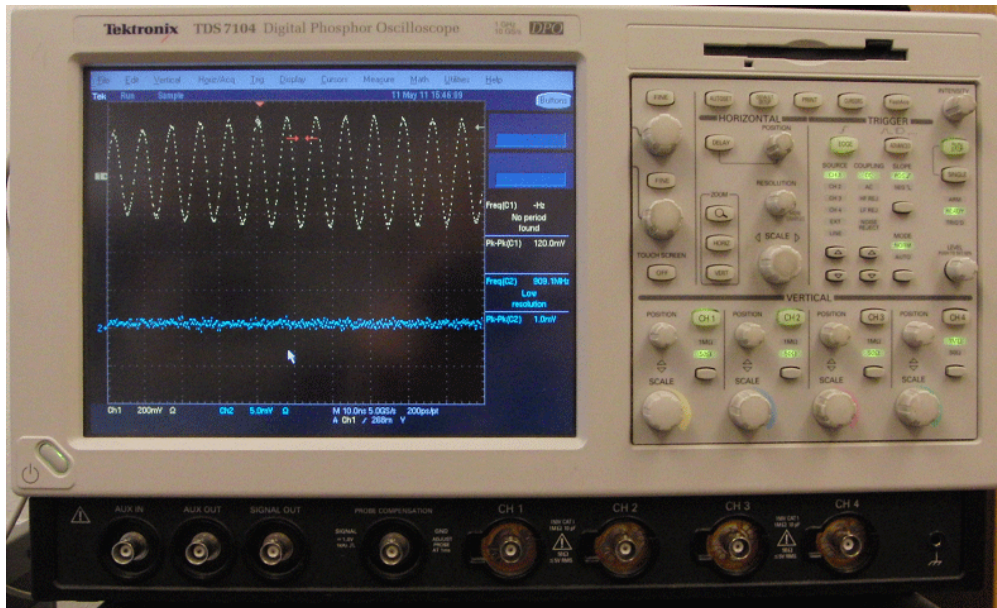
Figur G.1: Signalgenerator 1



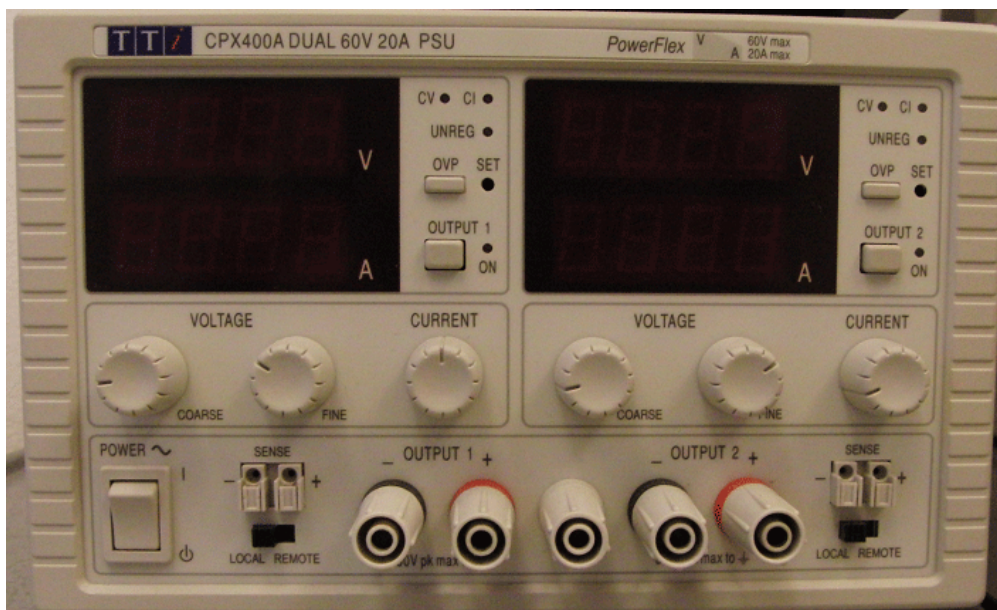
Figur G.2: Signalgenerator 2



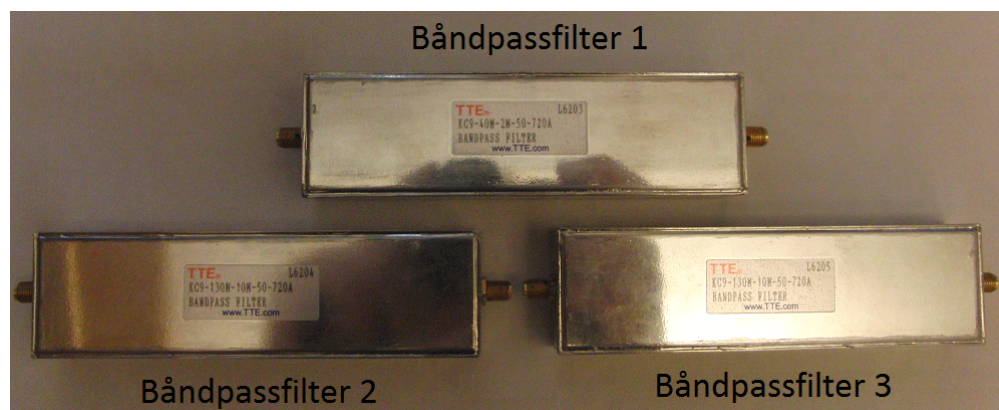
Figur G.3: Oscillator



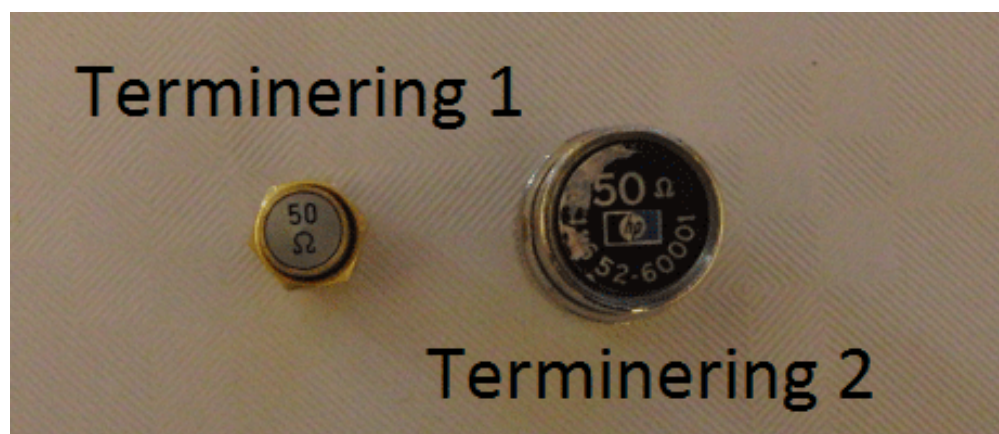
Figur G.4: Digitalt oscilloskop



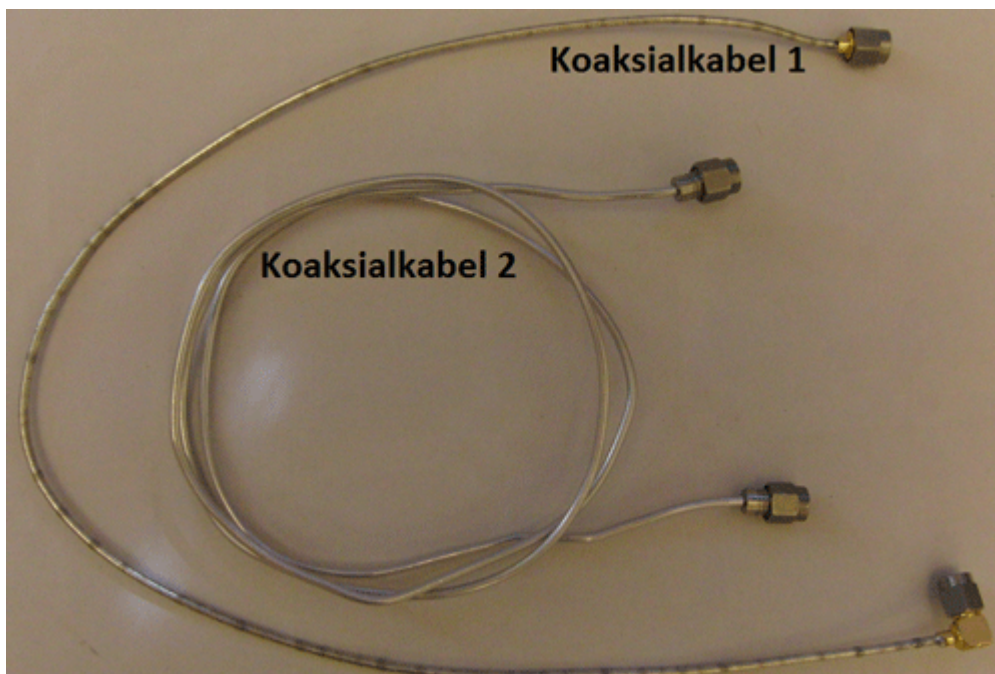
Figur G.5: Spenningsgenerator



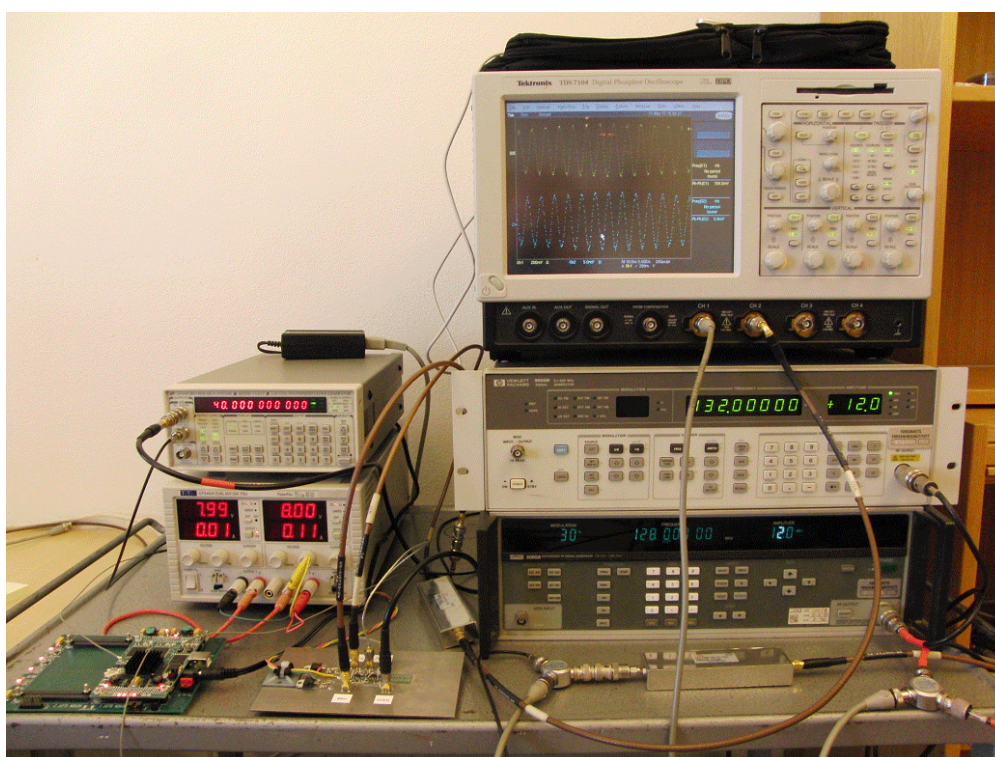
Figur G.6: Båndpassfiltre

Figur G.7: 50 Ω 's termineringer

Figur G.8: Effektdelere



Figur G.9: Koaksialkabler



Figur G.10: 2-tone testoppsett