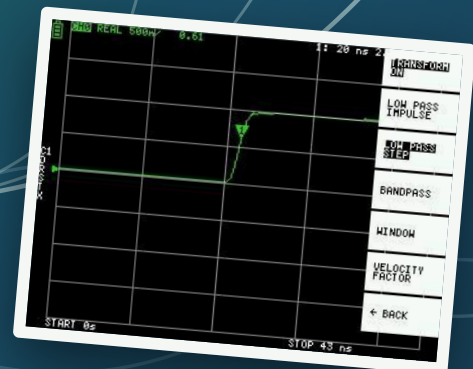
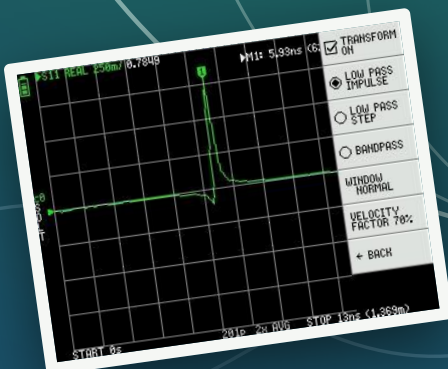
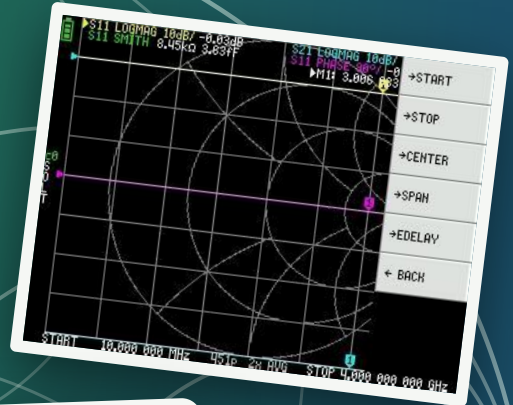


# L I T E V N A

# praktisk kurs

Kalibrering · matching · filtre · TDR · krystaller



# LiteVNA — praktisk kurs

Måleoppgaver med detaljert fremgangsmåte, tilpasset LiteVNA-familien med Dislrd/LiteVNA-firmware.

## UTSTYR OG FIRMWARE FORUTSATT I DETTE KURSET

|                  |                                                                                                                 |
|------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Enhet            | LiteVNA (LiteVNA62 / LiteVNA64), SMA-hunnskntakter på begge porter                                              |
| Firmware         | Dislrd/LiteVNA-firmware (menystruktur som i brukerhåndboken for v1.2–v1.4, samme kodebase som DiSlrd/NanoVNA-D) |
| Frekvensområde   | 50 kHz – 6,3 GHz                                                                                                |
| Målepunkter      | 21–1001 punkter på enheten (opptil 65535 over USB)                                                              |
| Kalibreringssett | Open/Short/Load/Thru med <b>hann</b> -SMA (portene er hunn)                                                     |

Hovedmenyen åpnes ved å trykke på jog-hjulet, eller ved å trykke et sted på skjermen som ikke er en markør. Den viser syv faste hovedpunkter:

- **DISPLAY** — trace-format, kanal (S11/S21), skala, tidsdomene (TRANSFORM)
- **MARKER** — velg/flytt markører, sett START/STOP/CENTER/SPAN/E-DELAY fra markør
- **STIMULUS** — START/STOP/CENTER/SPAN/CW FREQ, antall punkter (CFG SWEEP)
- **CALIBRATE** — RESET, kalibreringssekvens (OPEN/SHORT/LOAD/ISOLN/THRU/DONE), SAVE, CORRECTION
- **RECALL** — last inn lagret kalibrering/oppsett (slot 0–6, eller fra fil på SD-kort)
- **SD CARD** — lagre skjermbilde (BMP) eller måledata (S1P/S2P) på MicroSD
- **CONFIG** — berøringsskjerm-kalibrering, lysstyrke, versjon, firmware-oppdatering

Tallinntasting skjer på et numerisk tastatur med enhetstaster **G** / **M** / **k** / **×1** som multipliserer og bekrefter verdien i samme trykk (f.eks. **1** **4** **M** = 14 MHz).

## OPPDATERE FIRMWARE (ANBEFALT FØR DU STARTER)

Sørg for at LiteVNA-en kjører nyeste firmware før du går i gang med kurset — nyere firmware retter feil og kan i noen tilfeller ha andre menyvalg enn det som er beskrevet i dette dokumentet.

1. Last ned og installer PC-programmet **NanoVNA-App**, og last ned nyeste firmware-fil for nøyaktig din modell (LiteVNA62, LiteVNA64 eller LiteVNA67 — firmwaren er ikke felles mellom modellene). Begge deler kan lastes ned fra <https://www.zeenko.tech/litevna>.
2. Start NanoVNA-App på PC-en.
3. Koble LiteVNA til PC-en med en USB-kabel.
4. Hold inne jog-hjulet (rockebryteren) mens du slår på enheten — dette setter LiteVNA i oppdateringsmodus. Skjermen forblir svart; det er normalt og forventet.
5. Sjekk i Windows **Enhetsbehandling** hvilken COM-port enheten er koblet til.
6. I NanoVNA-App: velg riktig COM-port fra nedtrekksmenyen øverst til venstre i vinduet.
7. Et vindu dukker opp som varsler at enheten har eldre firmware. Følg anvisningene i vinduet for å laste opp den nye firmware-filen, og restart enheten når oppdateringen er fullført.
8. Bekreft ny versjon på enheten: `CONFIG → VERSION`.

### Alternativ måte å starte oppdatering på

Er enheten allerede slått på, kan du i stedet gå til `CONFIG → BOOTLOAD → RESET AND ENTER` for å sette den i oppdateringsmodus — da slipper du å slå den av og på med jog-hjulet inne.

## INNHOOLD

1. Kalibrering — refleksjon (S11) og transmisjon (S21) Enkel
2. Måling av SWR på en antenne Enkel
3. Måling av kabeldemping (tap) Enkel
4. Identifisere en ukjent komponent Enkel
5. Karakteristisk impedans til en kabel (kvartbølge-resonans) Enkel
6. Matching av en antenne Middels
7. Bygge og måle en «dummy-antenne» (for lang vertikalantenne) Middels
8. Bruke måledata i eksternt program — Smith-diagram og matching med S1P-fil Middels
9. Resonansfrekvens og Q-verdi for en trap Middels
10. Karakterisering av et filter Middels
11. Måling av L/C-komponent og egenresonans Middels
12. Måling av balun/common-mode drossel Middels
13. Kabellengde via fasemåling Middels
14. Kabellengde og forkortningsfaktor (innebygd TDR) Kompleks
15. Feilsøking og avstandsmåling med TDR Kompleks
16. Måling av krystallparametere ( $R_m$ ,  $L_m$ ,  $C_m$ ,  $Q$ ) Kompleks

# Oppgave 1 — Kalibrering (refleksjon og transmisjon)

Enkel

Mål: Lære å kalibrere LiteVNA korrekt for både 1-ports refleksjonsmålinger ( $S_{11}$ ) og 2-ports transmisjonsmålinger ( $S_{21}$ ), slik at etterfølgende målinger blir nøyaktige.

## UTSTYR

- LiteVNA (62/64), SMA-hunnkontakter
- Kalibreringssett: Open, Short, Load (hann-SMA)
- Thru-adapter/kabel for transmisjonskalibrering
- Ev. korte kvalitetskabler/adaptore som skal brukes videre i kurset

## A. Forberedelser

1. Slå på LiteVNA og la den varme opp/stabilisere seg i 1–2 minutter (viktig for stabil oscillator og nøyaktig kalibrering).
2. Bestem frekvensområdet du skal jobbe med i resten av kurset (f.eks. 1–30 MHz for HF). Kalibreringen gjelder *kun* innenfor det området den ble utført i.
3. Åpne hovedmenyen og sett `STIMULUS → START` og `STIMULUS → STOP` (eller `CENTER / SPAN`), gjerne med litt margin utover det du faktisk trenger.
4. Sett antall målepunkter høyt for god oppløsning: `STIMULUS → CFG SWEEP`. LiteVNA støtter 21–1001 punkter på enheten — bruk gjerne 401–1001, avveid mot sveipehastighet.
5. Bestem hvor "referanseplanet" skal være — dvs. hvilket punkt i kabelen som skal regnes som "0". Bruk samme kabler/adaptore i kalibreringen som du skal bruke i selve målingen etterpå.

### Viktig prinsipp

Kalibreringen fjerner feilbidrag fra kabler og adaptore *opp til* punktet der kalibreringsstandardene kobles til. Bytter du kabel eller adapter etter kalibrering, er den ugyldig. LiteVNA regner interpolerte kalibreringsverdier hvis du endrer frekvensområdet i ettertids, men dette er mindre nøyaktig enn å rekalkibrere.

## B. Refleksjonskalibrering ( $S_{11}$ ) — OSL

1. Åpne `CALIBRATE → RESET` for å nullstille eventuell tidligere kalibrering.
2. Åpne `CALIBRATE` på nytt for å starte selve kalibreringssekvensen (undermenyen viser nå OPEN/SHORT/LOAD/ISOLN/THRU/DONE).
3. Koble **Open**-standarden til port 1 (CH0). Trykk `OPEN` og vent til steget er fullført — markøren flytter seg automatisk til neste steg.
4. Koble **Short**-standarden til port 1. Trykk `SHORT` og vent til steget er fullført.
5. Koble **Load** (50  $\Omega$ )-standarden til port 1. Trykk `LOAD` og vent til steget er fullført.
6. La Load stå tilkoblet port 1 og trykk `ISOLN` (isolasjonsmåling — reduserer feil fra lekkasje mellom portene og er viktig for nøyaktig  $S_{21}$  senere).

7. Hvis du *kun* skal gjøre refleksjonsmålinger: trykk **DONE** nå og gå til del D.

## C. Transmisjonskalibrering (S21) — legg til Thru

1. Koble port 1 og port 2 sammen med Thru-adapteren/kabelen.
2. Trykk **THRU** og vent til steget er fullført.
3. Trykk **DONE** for å beregne og aktivere den fullstendige 2-ports kalibreringen.

## D. Lagre og verifisere

1. Etter **DONE** dukker det opp en lagringsmeny — velg enten et minneslot (0–6, slot 0 lastes automatisk ved neste oppstart) eller lagre til fil på SD-kort med et selvvalgt filnavn. Filnavn på SD-kort er nyttig for å beskrive hva kalibreringen faktisk gjelder (f.eks. kabeltype eller måleoppsett), siden minneslottene bare viser start-/stoppfrekvens. Noter/navngi tydelig hvilken lagring som gjelder for hvilket frekvensområde/oppsett.
2. Verifiser refleksjonskalibrering: koble Load til port 1 igjen. Sett **DISPLAY → FORMAT → SMITH** — punktet skal ligge samlet nær sentrum (50 Ω) over hele frekvensområdet.
3. Verifiser med Open/Short: punktene skal ligge helt ute i kanten av Smith-diagrammet (henholdsvis høyre og venstre side).
4. Verifiser transmisjonskalibrering: koble port 1 og port 2 sammen igjen med Thru. Sett **DISPLAY → CHANNEL → S21** og **DISPLAY → FORMAT → LOGMAG** — S21 skal nå vise ~0 dB flatt over hele båndet.
5. Senere i kurset: bruk **RECALL → RECALL n** for å hente tilbake riktig kalibreringsslot, eller **RECALL** fra SD-kort, for oppgaven du jobber med.

## E. Flytte kalibreringsplanet (E-DELAY)

Skal du måle på en antenne via en lang mateledning, bør du helst kalibrere ved enden av kabelen (ved antennen). Er det upraktisk (f.eks. fastmontert kabel), kan du i stedet flytte referanseplanet elektronisk med **DISPLAY → SCALE → E-DELAY**.

**Viktig:** verdien du taster inn er *tid* (sekunder, med tastaturprefiks for n/p), ikke millimeter eller centimeter direkte — det finnes ingen egen distanse-inntasting for kalibreringsplanet. For S11 (refleksjon) er dette en **rundtur**-forsinkelse, siden signalet går fram og tilbake gjennom den ekstra kabelbiten:

$$\tau = 2 \cdot L \cdot VF / c$$

der L er ønsket enveis forskyvning av referanseplanet (meter), VF er forkortningsfaktoren til kabelbiten, og c = 299 792 458 m/s. **Eksempel:** 15 mm ekstra RG58-kabel (VF = 0,66):

$$\tau = 2 \cdot 0,015 \cdot 0,66 / 299\,792\,458 \approx 66 \text{ ps}$$

Tast da inn ca. **66p** (eller **0.066n**) i **E-DELAY**-feltet.

**Praktisk snarvei** (ofte mer nøyaktig enn en linjal-basert beregning, siden den kompenserer for faktisk elektrisk lengde i stedet for en antatt VF): koble en **OPEN** - eller **SHORT** -standard rett ved det nye ønskede planet, sett **DISPLAY → FORMAT → SMITH**, plasser en markør, og bruk **MARKER → OPERATIONS → E-DELAY** — dette setter automatisk E-DELAY slik at fasen ved markørfrekvensen nulles ut. Juster til hele kurven kollapser til ett punkt ute i kanten av Smith-diagrammet (rent resistiv/reaktansfri over hele båndet). Da har du kompensert nøyaktig for den faktiske elektriske lengden, uavhengig av unøyaktigheter i oppgitt VF eller konnektor-effekter.

#### Tips

**CALIBRATE → CORRECTION** lar deg midlertidig slå feilkorreksjon av/på for å sammenligne ukalibrert og kalibrert måling.

## Oppgave 2 — Måling av SWR på en antenne

Enkel

Mål: Måle stående bølgeforhold (SWR/VSWR) på en antenne over ønsket frekvensbånd, og finne resonansfrekvensen.

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for refleksjon (S11) i riktig frekvensområde (se Oppgave 1)
- Antennen som skal måles, med mateledning/kabel
- Ev. balun/unun hvis antennen krever det

1. Hent frem riktig kalibrering med `RECALL → RECALL n`, eller kalibrer på nytt for akkurat dette båndet med finere oppløsning (se Oppgave 1).
2. Koble antennens mateledning direkte til port 1 (CH0) på LiteVNA.
3. Sett `STIMULUS → START` / `STOP` til å dekke hele båndet av interesse, pluss litt margin på hver side (f.eks.  $\pm 10$ – $20$  %).
4. Sett `DISPLAY → CHANNEL → S11` og `DISPLAY → FORMAT → SWR`.
5. Juster skalaen på SWR-aksen via `DISPLAY → SCALE`, f.eks. 1–5 eller 1–10, slik at kurven blir lesbar.
6. Se etter dalpunktet (minimum) i SWR-kurven — dette er antennens resonansfrekvens.
7. Bruk `MARKER → SELECT MARKER` til å plassere ett punkt på båndkant nedre, ett på ønsket senterfrekvens, og ett på båndkant øvre. Les av SWR-verdien ved hvert punkt i statuslinjen øverst.
8. Sammenlign avlest SWR med akseptabel grense for formålet (typisk  $SWR \leq 2:1$ , ofte ønsket  $\leq 1,5:1$ ).
9. Flytt om mulig antennen/testoppsettet (høyde, avstand til bakke/gjenstander) og gjenta målingen for å se hvor følsom resonansen er for omgivelsene.
10. Lagre resultatet via `SD CARD`-menyen: skjermbilde (BMP) og/eller måledata som S1P-fil for videre analyse i dataprogram (f.eks. NanoVNA-Saver eller NanoVNA-App).

### Fallgrube: lang kabel

En lang og/eller tapsbelastet mateledning mellom LiteVNA og antenne kan "maskere" en dårlig SWR og vise et bedre tall enn det som faktisk finnes ved antennen. Mål så nært antennen som praktisk mulig, eller korreger for kabeltap/lengde (se Oppgave 3).

### Tips

Hvis dalpunktet ligger utenfor ønsket bånd, betyr det at antennen bør kortes inn (dalpunkt for lavt i frekvens → forkort) eller forlenges (dalpunkt for høyt i frekvens → forleng) — se videre i Oppgave 6.

## Oppgave 3 — Måling av kabeldemping (tap)

Enkel

Mål: Bestemme dempningen (tapet) i en koaksialkabel ved en gitt frekvens, for å vurdere om kabelen egner seg til formålet (f.eks. lang mateledning til en antenne).

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for refleksjon (S11) og/eller transmisjon (S21)
- Kabelen som skal testes
- Kortslutning-standard, samt adaptere som passer kabelens kontakter

### A. Enkel metode (1 port, åpen/kortsluttet ende)

1. Kalibrer LiteVNA for refleksjon (S11) ved kabelens nære ende.
2. Koble testkabelen til port 1 og la den fjerne enden være åpen eller kortsluttet.
3. Sett `DISPLAY → FORMAT → LOGMAG` og les av S11 i dB ved ønsket frekvens. Gjør gjerne målingen med både åpen og kortsluttet ende og bruk gjennomsnittet, for bedre nøyaktighet.
4. Beregn enveis-dempning: signalet går gjennom hele kabelen to ganger (inn og reflektert tilbake), så

$$A(\text{dB}) = -S11(\text{dB}) / 2$$

5. Del på kabelens lengde i meter for å få dempning i dB/m, og sammenlign med databladet for kabeltypen.

### B. Presis metode (2 port, thru-måling)

1. Kalibrer for transmisjon (S21) uten testkabelen (thru med korte adaptere direkte mellom port 1 og port 2), se Oppgave 1.
2. Sett testkabelen inn mellom port 1 og port 2.
3. Sett `DISPLAY → CHANNEL → S21`, `FORMAT → LOGMAG` og les av S21 direkte i dB — dette er den totale dempningen gjennom hele kabelens lengde ved denne frekvensen.
4. Del på lengden for dB/m og sammenlign med metode A og databladet.

#### Fallgruve

Metode A kan gi støy/ripple i korte kabler fordi direkte og reflekterte signaler interfererer — bruk gjennomsnitt over et lite frekvensvindu ved behov. Sørg også for at kontaktene er rene og godt skrudd til; dårlig kontakt gir ekstra, falsk demping.

## Oppgave 4 — Identifisere en ukjent komponent

Enkel

Mål: Avgjøre om en ukjent, umerket komponent er en motstand, spole eller kondensator, og anslå en omtrentlig verdi — kun ved å se på hvordan reaktansen oppfører seg med frekvensen.

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for refleksjon (S11)
- Enkel testjigg/adapter for å koble en komponent som shunt mot jord på port 1 (som i Oppgave 11)
- Noen ukjente/umerkede komponenter (motstand, spole, kondensator)

1. Kalibrer **CALIBRATE** for S11.
2. Koble komponenten inn som shunt mot jord på port 1.
3. Sett **DISPLAY → FORMAT → REACTANCE** som aktiv trace, gjerne med **RESISTANCE** på en ekstra trace.
4. Sett et bredt frekvensområde (f.eks. 1–30 MHz for HF-komponenter).
5. Se på hvordan reaktansen  $X$  oppfører seg:
  - $X \approx 0$  over hele båndet,  $R$  tilnærmet konstant → **motstand**
  - $X$  positiv og øker med frekvensen → **spole**
  - $X$  negativ og blir mer negativ (avtar) med frekvensen → **kondensator**
6. Bekreft med to markører ved ulike frekvenser  $f_1$  og  $f_2$  (f.eks. med  $f_2 = 2 \cdot f_1$ ): dobler  $|X|$  seg omtrent når frekvensen dobles, er komponenten induktiv ( $X \propto f$ ); halveres  $|X|$  omtrent når frekvensen dobles, er den kapazitiv ( $X \propto 1/f$ ).
7. Beregn en omtrentlig komponentverdi ut fra avlest  $X$  ved én av frekvensene:

$$\text{Spole: } L = X / (2\pi f)$$

$$\text{Kondensator: } C = 1 / (2\pi f \cdot |X|)$$

8. Sammenlign med evt. fargekode eller påtrykt verdi på komponenten, hvis tilgjengelig, som fasit.

### Tips

Tilpass frekvensområdet til komponentstørrelsen: en liten kondensator (noen få pF) kan se nesten "åpen" (svært høy  $|X|$ ) ut i hele HF-området, mens en stor spole (mange  $\mu\text{H}$ ) kan se nesten kortsluttet ut ved lave frekvenser. Utvid frekvensområdet oppover hvis reaktansen virker mistenkelig konstant nær et ytterpunkt.

### Fallgruve

Nær egenresonansfrekvensen (SRF) bytter både spoler og kondensatorer tilsynelatende "type" (se Oppgave 11 for hvorfor) — gjør denne testen ved en frekvens godt under forventet SRF for et pålitelig resultat.

## Oppgave 5 — Karakteristisk impedans til en kabel (kvartbølge-resonans)

Enkel

Mål: Bestemme en kabels karakteristiske impedans ( $Z_0$ ) — nyttig for å identifisere en ukjent/umerket kabeltype, eller verifisere at en kabel faktisk er  $50\ \Omega$ .

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for refleksjon (S11)
- Kabelen som skal testes, med fri (åpen) ende — samt mulighet til å kortslutte samme ende (Metode B)

### Metode A: Kvartbølge-resonans (halvert frekvens)

#### Bakgrunn

En åpen kabel oppfører seg som en ren reaktans som veksler mellom kapazitiv og induktiv med frekvensen. Ved kvartbølgelengde (og oddetalls multipler derav) blir kabelen resonant, og impedansen faller til et lokalt *minimum* — en liten, nesten rent resistiv verdi (avhengig av kabelens tap),

**ikke**

karakteristisk impedans. Denne frekvensen er likevel nyttig som referansepunkt: halverer du den, er kabelen nå kun

**1/8 bølgelengde**

lang, og der blir impedansen nesten rent reaktiv med en absoluttverdi svært nær  $Z_0$ :

$$Z_0 \approx \sqrt{R^2 + X^2} \quad (\text{målt ved halve kvartbølge-resonansfrekvensen, ikke ved resonansen selv})$$

1. Kalibrer **CALIBRATE** for S11.
2. Koble kabelen til port 1, la den andre enden være åpen.
3. Sett **DISPLAY → FORMAT → |Z|** (eller vis RESISTANCE og REACTANCE på hver sin trace).
4. Sett et bredt nok frekvensområde til å fange minst én tydelig kvartbølge-resonans — for en typisk 20–30 m kabel ligger den ofte et sted i HF-området; prøv f.eks. 1–30 MHz og se etter en tydelig dal i  $|Z|$ .
5. Finn frekvensen  $f_1$  der  $|Z|$  har et tydelig lokalt minimum (nær null, rent resistivt) — dette er kvartbølge-resonansen. Du trenger ikke vite kabelens fysiske lengde eller VF for dette; den er ganske enkelt 1/4 bølgelengde ved akkurat denne frekvensen.
6. Sett en markør (eller **STIMULUS → CW FREQ**) til nøyaktig **halvparten**:  $f_2 = f_1 / 2$ . Ved  $f_2$  er kabelen kun 1/8 bølgelengde lang.
7. Les av R og X ved  $f_2$ , og beregn:  $Z_0 = \sqrt{R^2 + X^2}$

8. Sammenlign resultatet med kjente standardverdier — 50  $\Omega$  (RG-58, RG-213 og de fleste amatørradio-kabler) eller 75  $\Omega$  (RG-59, RG-6, TV-kabel) — for å identifisere kabeltypen.

**Eksempel** (fra PA3A sine målinger av RG-58, kilde: [Measurements-With-The\\_nanoVNA.pdf](#)): ved  $f_2$  (1/8 bølgelengde) avlest  $R = 5 \Omega$ ,  $X = 53 \Omega$ :

$$Z_0 = \sqrt{5^2 + 53^2} = \sqrt{2834} \approx 53,2 \Omega \quad (\text{oppgitt Belden RG-58/U: } 53,9 \Omega - \text{svært nær})$$

### Fallgruve

Ikke les av  $R/X$  ved resonansfrekvensen  $f_1$  selv — der er impedansen lav og gir en helt feil (for lav)  $Z_0$ . Det er nøyaktig ved den *halverte* frekvensen  $f_2$  målingen skal gjøres. For lange kabler kan  $f_2$  havne under LiteVNAs minimumsfrekvens på 50 kHz (se Oppgave 1) — bruk i så fall en kortere kabelbit, eller mål ved 3/8, 5/8 osv. bølgelengde i stedet (odde multipler av 1/8 gir samme resultat, bare finn tilsvarende kvartbølge-resonans lenger oppe og halver den).

## Metode B: Åpen og kortsluttet ende, samme frekvens

### Bakgrunn

Dette er en annen klassisk teknikk, og en eksakt identitet — den virker ved *enhver* frekvens, ikke bare ved spesielle resonanspunkter som i Metode A. For en åpen kabel er inngangsimpedansen  $Z_{\text{åpen}} = Z_0 \cdot \coth(\gamma L)$ , og for en kortsluttet kabel er den  $Z_{\text{kort}} = Z_0 \cdot \tanh(\gamma L)$  ( $\gamma$  er utbredelseskonstanten,  $L$  kabelens lengde). Siden  $\coth(x) \cdot \tanh(x) = 1$  uansett  $x$ , kansellerer lengde- og tapsleddet helt ut når du ganger de to sammen:

$$Z_{\text{åpen}} \cdot Z_{\text{kort}} = Z_0^2 \implies Z_0 = \sqrt{Z_{\text{åpen}} \cdot Z_{\text{kort}}}$$

### Om regnereglene — er det tredje kvadratsetning?

Nei, ikke for selve multiplikasjonen. Tredje kvadratsetning,  $(a+b)(a-b) = a^2 - b^2$ , gjelder når du ganger et komplekst tall med sin *egen konjugerte* — det er faktisk akkurat det som skjer når du regner ut

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad \text{i Metode A og andre steder i kurset: } (R+jX)(R-jX) = R^2 - (jX)^2 = R^2 + X^2, \text{ siden}$$

$j^2 = -1$ . Men  $Z_{\text{åpen}}$  og  $Z_{\text{kort}}$  er to *uavhengige* målinger, ikke konjugater av hverandre, så du må bruke den generelle regelen for multiplikasjon av komplekse tall (vanlig utmultiplisering, med  $j^2 = -1$ ):

$$(R_1 + jX_1)(R_2 + jX_2) = (R_1R_2 - X_1X_2) + j(R_1X_2 + R_2X_1)$$

Å ta kvadratroten av dette komplekse resultatet krever at du regner om til polarform (lengde og vinkel) først — mer jobb enn nødvendig når vi egentlig bare er ute etter tallverdien  $|Z_0|$ .

### Snarvei: slipp den komplekse regningen

For et komplekstall gjelder alltid  $|A \cdot B| = |A| \cdot |B|$ . Siden  $Z_{\text{åpen}} \cdot Z_{\text{kort}} = Z_0^2$  nøyaktig, følger det at:

$$|Z_0| = \sqrt{|Z_{\text{åpen}}| \cdot |Z_{\text{kort}}|}$$

Du kan altså regne ut  $|Z_{\text{åpen}}| = \sqrt{R_1^2 + X_1^2}$  og  $|Z_{\text{kort}}| = \sqrt{R_2^2 + X_2^2}$  hver for seg (akkurat som i Metode A), og ta kvadratroten av produktet av disse to — helt uten å måtte gange sammen eller ta kvadratroten av komplekse tall.

1. Kalibrer **CALIBRATE** for S11.
2. Velg en **vilkårlig** frekvens  $f$  — denne metoden krever ingen spesiell resonans, i motsetning til Metode A.
3. Koble kabelen til port 1 med åpen ende. Les av  $R_1$  og  $X_1$  ved  $f$ , og beregn  $|Z_{\text{åpen}}| = \sqrt{R_1^2 + X_1^2}$ .
4. Kortslett samme kabelende (uten å endre kabelens lengde eller oppsett for øvrig), og mål på nytt ved **samme** frekvens  $f$ . Les av  $R_2$  og  $X_2$ , og beregn  $|Z_{\text{kort}}| = \sqrt{R_2^2 + X_2^2}$ .
5. Beregn karakteristisk impedans:  $Z_0 = \sqrt{|Z_{\text{åpen}}| \cdot |Z_{\text{kort}}|}$
6. Sammenlign med kjente standardverdier ( $50 \Omega$  /  $75 \Omega$ ), som i Metode A.

**Eksempel** (illustrasjonstall, ikke fra en reell måling): ved  $f$  avlest  $R_1=15 \Omega$ ,  $X_1=-40 \Omega$  (åpen) og  $R_2=20 \Omega$ ,  $X_2=65 \Omega$  (kortslettet):

$$\begin{aligned} |Z_{\text{åpen}}| &= \sqrt{15^2 + 40^2} \approx 42,7 \Omega \\ |Z_{\text{kort}}| &= \sqrt{20^2 + 65^2} \approx 68,0 \Omega \\ Z_0 &= \sqrt{42,7 \cdot 68,0} \approx 53,9 \Omega \end{aligned}$$

### Fallgruve

Kabelens lengde/oppkobling må være helt uendret mellom de to målingene — bare kortslett/åpne selve enden, ikke koble om resten av oppsettet. Kalibreringsreferanseplanet må også være det samme for begge målingene. Metode B er mest nøyaktig når kabelen ikke er altfor kort (noen få bølgelengder eller mer), siden en svært kort kabel gir liten forskjell mellom  $Z_{\text{åpen}}$  og  $Z_{\text{kort}}$  og dermed mer følsomhet for avlesningsfeil.

## Oppgave 6 — Matching av en antenne

Middels

Mål: Bruke LiteVNA til å finne antennens impedans, forstå avviket fra  $50\ \Omega$ , og justere/matche antennen slik at SWR blir akseptabelt på ønsket frekvens.

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for refleksjon i aktuelt bånd
- Antennen som skal matches
- Verktøy for fysisk justering (kutte/forlenge radiator) og/eller komponenter til matchenettverk (variabel kondensator, spole, evt. antennetuner)

1. Kalibrer LiteVNA for refleksjon (S11) i frekvensområdet rundt ønsket driftsfrekvens (se Oppgave 1).
2. Koble antennen til port 1. Sett to traces: `DISPLAY → TRACES → TRACE 0` med `FORMAT → SMITH`, og `TRACE 1` med `FORMAT → SWR`, begge på kanal S11.
3. Plasser en markør på ønsket driftsfrekvens. Les av impedansen direkte som resistans og reaktans ved å bytte aktiv trace til `FORMAT → RESISTANCE` og `FORMAT → REACTANCE` (ohm per divisjon, vist tallverdi i statuslinjen for aktiv markør).
4. Tolk resultatet:
  - Positiv reaktans (+jX, induktiv) → antennen er elektrisk for lang
  - Negativ reaktans (-jX, kapasitiv) → antennen er elektrisk for kort
  - R langt fra  $50\ \Omega$  → strålingsmotstanden/oppsettet i seg selv gir mismatch (høyde over bakke, jordplan, matepunkt osv.)
5. Enkleste tiltak — fysisk lengdejustering:
  - Er antennen for lang (induktiv): kutt litt av radiatoren (noen cm av gangen) og mål på nytt.
  - Er antennen for kort (kapasitiv): forleng radiatoren og mål på nytt.
  - Gjenta i små steg — impedansen kan endre seg raskt per cm, spesielt på høyere bånd.
6. Hvis fysisk justering ikke er mulig eller ikke er nok, bruk et matchenettverk (L-ledd) mellom sender/kabel og antenne:
  - Bruk Smith-diagrammet til å bestemme om du trenger en seriekomponent (spole/kondensator) og en parallellkomponent for å "bevege" impedanspunktet inn mot sentrum ( $50\ \Omega$ ).
  - Sett inn en variabel kondensator og/eller spole (eller en antennetuner) i signalveien.
7. Juster komponentene mens du overvåker SWR/Smith-diagram i sanntid, til impedanspunktet ligger nærmest mulig sentrum av Smith-diagrammet ved driftsfrekvensen.
8. Kontroller SWR over *hele* båndet etter matching — en god matching i ett punkt kan gi smalere båndbredde enn ønsket.
9. Dokumenter de endelige komponentverdiene (eller den fysiske lengden) for antennen, slik at oppsettet er reproduuserbart.
10. Vær oppmerksom på at et matchenettverk kan introdusere tap, spesielt med komponenter med lav Q — en fysisk korrekt lengde er alltid å foretrekke der det er praktisk mulig.

## Bonus: beregn L-nettverket analytisk (i stedet for ren prøving)

Trinn 6 over kan gjøres raskere ved å regne ut start-komponentverdiene på forhånd, i stedet for å gå rett på prøving med en variabel kondensator/spole. Fremgangsmåte, med R og X avlest fra trinn 3:

1. Nøytraliser først reaktansen X med en seriekomponent av motsatt fortegn, slik at det som er igjen er en ren resistans R:

- X positiv (induktiv): seriekondensator med  $X_C = X$

- X negativ (kapasitiv): seriespole med  $X_L = |X|$

2. Beregn deretter L-leddet som skal transformere den gjenværende resistansen R til 50 Ω. Lavpass-varianten (seriespole + parallellkondensator) er normalt å foretrekke, siden den også demper harmoniske/støy:

$$Q = \sqrt{(Z_{\text{høy}} / Z_{\text{lav}} - 1)}$$

der  $Z_{\text{høy}}$  er den største av R og 50 Ω, og  $Z_{\text{lav}}$  er den minste. Seriespolen plasseres på lavimpedans-siden, parallellkondensatoren på høyimpedans-siden:

$$\begin{aligned} X_L &= Q \cdot Z_{\text{lav}} \\ X_C &= Z_{\text{høy}} / Q \end{aligned}$$

3. Regn om til komponentverdier ved driftsfrekvensen f:  $L = X_L / (2\pi f)$  og  $C = 1 / (2\pi f \cdot X_C)$ .

4. Bruk disse verdiene som utgangspunkt i trinn 6–7 over — finjuster deretter mens du overvåker Smith-diagrammet, siden avlest R/X og reelle komponentverdier alltid har litt avvik fra det ideelle.

**Eksempel:** antenne med  $R = 25 \Omega$ ,  $X \approx 0$  (allerede resonant) ved 14,2 MHz.  $Z_{\text{høy}} = 50 \Omega$ ,  $Z_{\text{lav}} = 25 \Omega$ :

$$\begin{aligned} Q &= \sqrt{(50/25 - 1)} = \sqrt{1} = 1 \\ X_L &= 1 \cdot 25 = 25 \Omega \rightarrow L \approx 280 \text{ nH} \\ X_C &= 50 / 1 = 50 \Omega \rightarrow C \approx 224 \text{ pF} \end{aligned}$$

### Tips

LiteVNA sveiper kontinuerlig i normal drift, så du ser endringen i sanntid mens du dreier på en variabel kondensator/spole. Bruk **PAUSE SWEEP** (avkrysningsboks nederst i hovedmenyen) hvis du vil fryse et bilde for avlesning.

## Oppgave 7 — Bygge og måle en «dummy-antenne» (for lang vertikalantenne) for matchingøvelse

Middels

Mål: Bygge en kompakt, reproduserbar kunstbelastning (DUT — Device Under Test) som ved 14,2 MHz presenterer en representativ, induktiv fødepunktsimpedans slik man typisk ser på en elektrisk for lang vertikalantenne, måle den med LiteVNA, og bruke den som fast testobjekt for matchenettverk-design (jf. Oppgave 6) — helt uten å måtte bygge/justere en ekte antenne.

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for refleksjon (S11) rundt 14 MHz
- SMA-hannkontakt beregnet for direkte lodding (ikke kabelmontert), siden LiteVNAs porter er hunn
- Én ikke-induktiv SMD-motstand (karbon-/tykkfilm, 0603/0805), ca. 47–56  $\Omega$
- Én liten luftkjerne- eller lavtapsspole, ca. 2,2–3,3  $\mu\text{H}$  (egenviklet eller fastverdi-drossel med lav egenkapasitans)
- Loddeutstyr, ev. tynn kobbertråd til egenvikling av spolen
- Valgfritt: et lite metallhus (f.eks. kobberrørstykke eller diecast-boks) til mekanisk beskyttelse/skjerming

### Bakgrunn

Som forklart i Oppgave 6: en antenne som er elektrisk *for lang* (lenger enn den resonante lengden) viser positiv (induktiv) reaktans ved fødepunktet, mens resistansen ofte fortsatt ligger et sted i nærheten av 50  $\Omega$ . Denne DUT-en representerer nettopp en slik situasjon — en generisk, moderat for lang vertikalantenne — med typiske eksempeltall

**$R \approx 50 \Omega$ ,  $X \approx +250 \Omega$**

, simulert med en enkel seriekrets av én motstand og én spole.

### Merk:

dette er *ikke* ment å representere en  $5/8\lambda$ -vertikal spesifikt. En ekte  $5/8\lambda$  ( $0,625\lambda$ ) vertikal er faktisk **kapasitiv**

ved fødepunktet (typisk  $R \approx 40\text{--}60 \Omega$ ,  $X \approx -200$  til  $-300 \Omega$ ) — bekreftet i ARRL/QST-artikkelen «Constructing a Simple  $5/8$ -Wavelength Vertical Antenna for 2 Meters» (E. J. Bauer, W9WQ): «The feed-point impedance of a  $5/8$ - $\lambda$  vertical antenna exhibits a resistive component in the vicinity of 50 ohms. It requires a suitably chosen series inductor [...] to cancel the capacitive reactance which also exists at that point.» Nettopp derfor har kommersielle  $5/8\lambda$ -vertikaler en induktiv matchespole i foten. Denne DUT-en (med sin induktive reaktans) egner seg derimot godt til å øve på matching av en antenne som rett og slett er satt opp *noe for lang* — en svært vanlig praktisk situasjon.

## A. Beregn målimpedans og komponentverdier

1. Bestem designfrekvens, f.eks. **14,20 MHz** (midt i den delen av 20 m-båndet du er interessert i).
2. Bruk et representativt eksempel på fødepunktsimpedansen til en moderat for lang vertikalantenne som mål:  **$R \approx 50 \Omega$ ,  $X \approx +250 \Omega$**  (induktiv).

3. Beregn nødvendig induktans for ønsket reaktans ved designfrekvensen:

$$L = X / (2\pi f)$$
$$L = 250 / (2\pi \cdot 14,2 \cdot 10^6) \approx 2,8 \mu\text{H}$$

4. Velg nærmeste oppnåelige komponentverdier, f.eks.  $R = 50 \Omega$  (eller nærmeste E12-verdi,  $47 \Omega/56 \Omega$ ) og  $L \approx 2,7\text{--}3,3 \mu\text{H}$ .

| Ønsket reaktans X | Nødvendig L ved 14,2 MHz  |
|-------------------|---------------------------|
| +200 $\Omega$     | $\approx 2,2 \mu\text{H}$ |
| +250 $\Omega$     | $\approx 2,8 \mu\text{H}$ |
| +300 $\Omega$     | $\approx 3,4 \mu\text{H}$ |

**Fallgrube: dette er et illustrasjonseksempel, ikke en spesifikasjon**

Verdiene over er valgt som et representativt, rundt eksempel på en moderat for lang vertikalantenne — de er *ikke* hentet fra én bestemt, dokumentert antennelengde eller -type, og den faktiske fødepunktsimpedansen til en reell antenne avhenger sterkt av nøyaktig lengde, jordplan/radialer, mastdiameter og monteringshøyde. Trenger du et presist tall for din egen antenne, bør du modellere den i et NEC-basert program (f.eks. 4NEC2) eller måle den direkte, fremfor å stole på denne tabellen.

## B. Bygge DUT-en (Device Under Test)

SMA senterpinne — [ R ] — [ L ] — SMA skjerm/flens (jord)  
(kort, rett seriekjede – ingen løkker)

1. Bruk en SMA-hannkontakt der senterpinnen er fritt tilgjengelig for direkte lodding (ikke en ferdig kabelmontert kontakt).
2. Lodd motstanden direkte på senterpinnen, med kortest mulig loddetråd — helst under 3 mm fra pinnetupp til motstandens ben. Dette er R-leddet i seriekjeden.
3. Lodd spolen i serie rett etter motstanden, og avslutt den andre spoleenden direkte på kontaktens skjerm/flens (jord), også med kortest mulig avstand.
4. Sørg for at hele R–L-kjeden danner en rett, kort «bro» mellom senterpinne og skjerm — unngå løkker eller bøye, lange ledningsstumper, siden disse gir ekstra parasittisk induktans/kapasitans som forskyver DUT-ens impedans bort fra beregnet verdi.
5. Monter gjerne oppkoblingen inne i et lite metallhus rundt SMA-kontakten (f.eks. et kort stykke kobberrør eller en liten diecast-boks) — dette gir mekanisk beskyttelse og hindrer at hånden din detunerer målingen når du holder i DUT-en.
6. Merk DUT-en tydelig med komponentverdier og designfrekvens, f.eks.  $R=50\Omega$ ,  $L=2,8\mu\text{H} \rightarrow 14,20 \text{ MHz}$ , for lang vertikal-dummy, slik at den er gjenbrukbar senere uten at du må måle den på nytt for å huske hva den simulerer.

## C. Måle DUT-en med LiteVNA

1. Kalibrer **CALIBRATE** for S11 med et span som dekker minst 13–15 MHz og høy punkttetthet (se Oppgave 1).
2. Koble DUT-en **direkte** til port 1 — unngå ekstra adaptere/kabler der det er mulig, siden de flytter referanseplanet vekk fra komponentene og introduserer feil.
3. Sett opp to traces: **DISPLAY → FORMAT → RESISTANCE** og **DISPLAY → FORMAT → REACTANCE**, begge på S11.
4. Plasser en markør på 14,20 MHz og les av R og X i statuslinjen.
5. Sammenlign med målverdien fra del A ( $R \approx 50 \Omega$ ,  $X \approx +250 \Omega$ ). Mindre avvik er normalt pga. komponenttoleranser og SMA-kontaktens egen parasittiske induktans.
6. Fintrim ved behov: juster spolens antall vindinger (endrer L, dermed X) eller bytt til nærmeste standard-motstandsverdi (endrer R), og mål på nytt til DUT-en treffer ønsket impedans nøyaktig nok for formålet.

## D. Bruk DUT-en i matchingøvelse

1. Bruk denne DUT-en direkte som testobjekt i fremgangsmåten fra Oppgave 6, for å designe et L-nettverk som transformerer impedansen til  $50 \Omega$  rent resistivt ved 14,20 MHz.
2. Fordelen fremfor en ekte antenne: DUT-en er en fast, kjent og værsikker last — du kan gjenta matchingøvelsen identisk så mange ganger du vil, innendørs.
3. Sammenlign matchenettverket du finner eksperimentelt med Smith-diagrammet, som en kontroll på egen forståelse av transformasjonen.

### Tips: andre antennetyper

Samme prinsipper kan brukes til å bygge dummy-laster for andre antenner/bånd. Er ønsket reaktans kapazitiv i stedet (typisk for en elektrisk for kort antenne, eller f.eks. en ekte  $5/8\lambda$ -vertikal — se Bakgrunn

over), bytt spolen ut med en seriekondensator ( $C = 1 / (2\pi f \cdot |X|)$ ). Ønsker du en ren resistiv

dummy-last uten reaktans (f.eks. for en resonant kvartbølge-vertikal,  $R \approx 36 \Omega$ ), er det nok med en enkelt ikke-induktiv motstand.

### Fallgrube: kun gyldig ved designfrekvensen

DUT-en simulerer antennens impedans korrekt kun i et smalt frekvensvindu rundt designfrekvensen. En enkel seriekrets av R og L har en annen frekvensavhengighet enn en ekte antennes reaktans, så ikke bruk denne DUT-en til å studere SWR-kurveform eller båndbredde — kun til å øve på punktimpedans-matching ved én bestemt frekvens.

## Oppgave 8 — Bruke måledata i eksternt program: Smith-diagram og matching med S1P-fil

Middels

Mål: Eksportere S11-måledata fra DUT-en i Oppgave 7 som en S1P-fil, importere fila i det nettbaserte verktøyet <https://onlinesmithchart.com/>, designe et matchenettverk der, og se hvordan SWR blir over hele 20 m-båndet med matcheleddet på plass — og forstå hvorfor en slik matching kun blir perfekt ved én bestemt frekvens.

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for refleksjon (S11), med DUT-en fra Oppgave 7 (eller en ekte antenne/last du selv vil analysere)
- MicroSD-kort (FAT/FAT32, < 32 GB)
- PC med nettleser og internettforbindelse
- Enkel teksteditor (f.eks. Notisblokk) for å se innholdet i S1P-fila
- Nettadresse: <https://onlinesmithchart.com/> (gratis nettbasert Smith-diagram-verktøy)

### Bakgrunn: S1P- og S2P-filer (Touchstone-format)

«Touchstone»-formatet er en industristandard for lagring av målte eller simulerte S-parametere, og er filformatet LiteVNA bruker når du lagrer måledata via **SD CARD**-menyen (se Oppgave 2).

- **.s1p**  
— data for én port: kun S11 (refleksjonskoeffisienten). Brukes for enportskomponenter som en antenne, en last eller DUT-en i denne oppgaven.
- **.s2p**  
— data for to porter: S11, S21, S12 og S22. Brukes for toportskomponenter som filtre, kabler eller choker (f.eks. Oppgave 9 og Oppgave 10), der du også er interessert i transmisjonen gjennom komponenten.

Fila er ren tekst: én kommentarlinje kan starte med **!**, én headerlinje starter med **#** og beskriver frekvensenhet, dataformat og referanseimpedans (f.eks. **# MHz S RI R 50** — frekvens i MHz, S-parameterdata, RI = rektangulær I/Q-form, referanseimpedans 50 Ω), deretter én datalinje per målefrekvens. Formatet på tallene kan variere mellom RI (reell/imaginær), MA (magnitude/vinkel) eller dB (dB/vinkel), og frekvensenheten kan variere mellom Hz/kHz/MHz/GHz — headerlinja avgjør alltid hvilken konvensjon akkurat den fila bruker, så sjekk denne linja før du tolker tallene manuelt.

### A. Mål og lagre DUT-ens S11 som S1P-fil

1. Sett opp og kalibrer nøyaktig som i Oppgave 7 del C: S11, med et span som dekker minst 13–15 MHz.
2. Koble til DUT-en fra Oppgave 7.
3. Gå til **SD CARD**-menyen og lagre måledataene som en S1P-fil på MicroSD-kortet, f.eks. med filnavn **dut\_oppgave7.s1p**.
4. Sett MicroSD-kortet i PC-en og kopier fila over (alternativt: bruk «Export Data» i NanoVNA-App direkte over USB, se front-matter).

## B. Se på innholdet i fila

1. Åpne S1P-fila i Notisblokk (høyreklikk på fila → Åpne med → Notisblokk).
2. Finn headerlinja (starter med #) og les av hvilken frekvensenhet, dataformat og referanseimpedans fila bruker.
3. Merk deg at hver påfølgende linje representerer én målefrekvens, med to tall for S11 (i henhold til formatet i headerlinja).

### Eksempel (illustrasjon)

Under er et regnet eksempel på hvordan en S1P-fil for DUT-en i Oppgave 7 kan se ut, beregnet direkte fra DUT-ens nominelle komponentverdier ( $R = 50\ \Omega$ ,  $L \approx 2,80\ \mu\text{H}$ ) — *ikke* reelt målte data. Bruk denne kun til å kjenne igjen strukturen; i praksis skal du bruke din egen fil fra del A.

```
# MHz S RI R 50
13.000 0.839700 0.366884
13.400 0.847691 0.359320
13.800 0.855132 0.351967
14.200 0.862069 0.344828
14.600 0.868543 0.337899
15.000 0.874593 0.331179
```

## C. Importer S1P-fila i <https://onlinesmithchart.com/>

1. Åpne <https://onlinesmithchart.com/> i nettleseren.
2. Klikk på komponenten **S-Parameter** øverst i komponentlista — dette legger til en egen S-parameter-blokk i kretsen (markert «DP1»), med en knapp «**ENTER S-PARAM FILE**».
3. Klikk på knappen, og lim inn hele det rå tekstinnholdet fra S1P-fila (kopiert fra Notisblokk) i tekstboksen som kommer opp («Paste .s1p or .s2p file contents below»).
4. Klikk **Save**. Verktøyet tolker fila automatisk og bekrefter filtype, frekvensenhet, dataformat og referanseimpedans — en nyttig dobbeltsjekk mot det du selv leste av i del B.
5. Smith-diagrammet viser nå S11-kurven til DUT-en/antennen din over hele det målte frekvensområdet.

## D. Design matchenettverk direkte i verktøyet

1. Under «Settings & Features» setter du **Frequency** til designfrekvensen (14,20 MHz) og **Frequency Span**  $\pm$  til f.eks. 1 MHz, slik at du lett kan lese av punktet du skal matche.
2. Les av impedansen ved designfrekvensen i resultatfeltet ( $Z = \dots$ ) — den bør stemme med det du målte på LiteVNA i Oppgave 7 del C ( $R \approx 50\ \Omega$ ,  $X \approx +250\ \Omega$ ).
3. Siden  $R$  her allerede er  $\approx 50\ \Omega$ , forenkles L-nettverket fra Oppgave 6 ( $Q = \sqrt{(Z_{\text{høy}}/Z_{\text{lav}} - 1)}$ ) til  $Q = 0$  — det trengs bare å nulle ut reaktansen med ett enkelt seriekomponent, ikke et fullt to-komponent L-nettverk.

- Klikk på **Series Capacitor** i komponentlista for å legge en seriekondensator inn i kjeden mellom kilden (50  $\Omega$ ) og S-parameter-blokken din.
- Juster kondensatorverdien i feltet som dukker opp til reflection-koeffisienten/S11 ved designfrekvensen blir minst mulig — Smith-punktet flytter seg da mot sentrum, og VSWR mot 1,00.

$$\text{Nødvendig kapasitans: } C = 1 / (2\pi f \cdot X) = 1 / (2\pi \cdot 14,2 \cdot 10^6 \cdot 250) \approx 44,8 \text{ pF}$$

I praksis bruker du gjerne nærmeste standardverdi (f.eks. 47 pF) eller en liten trimmekondensator for finjustering, på samme måte som i Oppgave 6.

## E. Se hvordan SWR blir over hele 20 m-båndet

- Utvid **Frequency** til båndets midtpunkt (14,175 MHz) og **Frequency Span**  $\pm$  til 0,175 MHz, slik at hele 20 m-båndet (14,000–14,350 MHz) vises.
- Les av VSWR-kurven i grafen over dette området.

| Frekvens            | Z etter matching   | VSWR |
|---------------------|--------------------|------|
| 14,000 MHz          | 50 – j7,1 $\Omega$ | 1,15 |
| 14,100 MHz          | 50 – j3,5 $\Omega$ | 1,07 |
| 14,200 MHz (design) | 50 + j0,0 $\Omega$ | 1,00 |
| 14,300 MHz          | 50 + j3,5 $\Omega$ | 1,07 |
| 14,350 MHz          | 50 + j5,3 $\Omega$ | 1,11 |

### Fallgrube: matchingen er kun perfekt ved én frekvens

Legg merke til at VSWR er nøyaktig 1,00 bare helt nøyaktig ved 14,20 MHz — ved båndkantene har det allerede krøpet opp mot 1,1–1,15. Dette er ikke en svakhet ved verktøyet eller ved denne DUT-en spesielt, men en grunnleggende egenskap ved *alle* matchenettverk bygget av faste komponenter: en spole og en kondensator endrer reaktansen sin ulikt med frekvensen ( $X_L$  øker,  $X_C$  avtar), så kanselleringen er eksakt kun i ett punkt. Jo brattere impedanskurven til lasten er, desto smalere blir det frekvensvinduet der matchingen er «god nok». Dette er også grunnen til at antenner med bredt arbeidsområde ofte trenger en antenntuner (justerbar matching) i stedet for et fast nettverk.

Husk samtidig fallgraven fra Oppgave 7: denne DUT-en (en enkel R–L-seriekrets) har ikke nøyaktig samme frekvensavhengighet som en ekte antenne, så de eksakte VSWR-tallene over bør ikke tolkes som en påstand om båndbredden til en reell antenne — men selve prinsippet («perfekt match kun ved designfrekvensen») er universelt og gjelder like fullt for en ekte antenne.

### Tips: bruk gjerne dine egne data

Denne fremgangsmåten fungerer med en hvilken som helst S1P-fil — prøv gjerne med en ekte antenne du har tilgjengelig i stedet for DUT-en. Har du i tillegg en S2P-fil (f.eks. fra Oppgave 9 eller Oppgave 10), kan samme verktøy brukes til å plote S21 og analysere toportskomponenter på samme måte.

## Oppgave 9 — Resonansfrekvens og Q-verdi for en trap (80 m/60 m)

Middels

Mål: Måle en frittstående trap (parallell LC-krets brukt i "trap"-antennner) for å bestemme dens resonansfrekvens og Q-verdi, før den monteres i antennen.

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for transmisjon (S21) — se Oppgave 1
- Metode A: en enkel testjigg: to korte kabler/adaptore fra port 1 og port 2 som møtes i et punkt der trappen kan kobles inn i serie med signallederen, med skjermen (jord) koblet gjennom kontinuerlig
- Metode B: to små koblingsspoler (ca. 2 vindinger, omtrent samme diameter som trappen selv) koblet til kabel/adapter fra henholdsvis port 1 og port 2, samt en enkel anordning i treverk (eller annet ikke-ledende materiale med liten innvirkning på målingen) for å holde trap og spoler i fast, løs avstand fra hverandre
- Trappen(e) som skal testes (f.eks. for 80 m og 60 m)

### Bakgrunn

En trap er en parallell LC-krets. Ved sin resonansfrekvens har den svært høy impedans (nesten åpen krets) og "kutter av" resten av antennen elektrisk, slik at kun den innerste delen er aktiv. Satt direkte i serie i en transmisjonsmåling (S21, Metode A) vil trappen derfor gi en tydelig demping ("dip") i S21 nettopp ved resonansfrekvensen. Kobles trappen i stedet induktivt/løst til begge porter (Metode B), oppfører den seg som et løst koblet båndpassfilter og gir i stedet en tydelig

### topp

i S21 ved resonans.

### Metode A: Direkte serietest (trappen belastet)

1. Bygg/koble til testjiggen slik at trappen kan seriekobles rett inn i signalveien mellom port 1 og port 2, med kort og konsistent jordforbindelse.
2. Gjør en **thru-kalibrering** (S21) med testjiggen *uten* trap innsatt (evt. med en rett ledningsbit i stedet), slik at riggens eget tap og evt. lekkasje nulles ut. Bruk gjerne også en OSL-refleksjonskalibrering samtidig (se Oppgave 1).
3. Sett frekvensområdet bredt nok til å fange forventet resonans, f.eks. 3,0–5,5 MHz for å dekke både en 80 m- og en 60 m-trap.
4. Sett antall målepunkter høyt ( `STIMULUS → CFG SWEEP` ) for god oppløsning rundt selve resonansdippen.
5. Sett inn trappen i testjiggen (seriekoblet i signalveien, jord gjennomgående).
6. Sett `DISPLAY → CHANNEL → S21` og `DISPLAY → FORMAT → LOGMAG` , finn frekvensen med størst demping — dette er trappens parallelle resonansfrekvens  $f_0$ .
7. Noter dempingen ved dippens bunn (i dB).
8. Bruk markører til å finne  $-3$  dB-punktene *relativt til dippens bunnverdi* (ikke relativt til 0 dB) på hver side av resonansen: nedre frekvens  $f_1$  og øvre frekvens  $f_2$ .

9. Beregn Q-verdien med formelen:  $Q = f_0 / (f_2 - f_1)$

10. **Snarvei:** i stedet for å finne -3 dB-punktene og beregne Q manuelt (de to trinnene over), kan du bruke **MEASURE → FILTER (S21)** i hovedmenyen — LiteVNA finner da automatisk  $f_0$ , -3 dB/-6 dB-båndbredden og Q, og viser dem direkte på skjermen.
11. Sammenlign  $f_0$  med ønsket design-frekvens for trappen. Er  $f_0$  for lav: reduser induktans/kapasitans (færre vindinger eller mindre kondensator). Er  $f_0$  for høy: øk induktans/kapasitans. Mål på nytt etter justering, og gjenta for hver trap som skal brukes.

## Metode B: Løst koblet måling (trappen ubelastet)

Vi bruker for så vidt samme måleprinsipp som i Metode A. Forskjellen er imidlertid at vi kobler en liten spole (2 vindinger, med omtrentlig diameter som trappen) til på port 1 og port 2. Vi ønsker et måleoppsett hvor trappen ikke belastes, slik at vi kan måle trapens Q-verdi uten særlig belastning fra selve måleoppsettet. Det hele henges opp i en anordning laget i treverk som har liten innvirkning på målingen.

1. Lag de to koblingsspolene (ca. 2 vindinger hver, omtrent samme diameter som trappen) og koble dem til kabel/adapter fra henholdsvis port 1 og port 2.
2. Monter trappen og de to koblingsspolene i treverksanordningen, slik at de holdes i fast, men *løs* avstand fra hverandre — ingen galvanisk kontakt, kun induktiv kobling. Jo løsere kobling, jo mindre belaster oppsettet trappens egen Q, men jo svakere blir også signalet gjennom.
3. Gjør en **thru-kalibrering** (S21) med spolene i oppsettet, men uten trap til stede (eller med trappen langt nok unna at koblingen er neglisjerbar), slik at oppsettets eget bidrag nulles ut.
4. Sett frekvensområdet og antall målepunkter som i Metode A.
5. Sett trappen på plass i treverksanordningen mellom spolene.
6. Sett **DISPLAY → CHANNEL → S21** og **DISPLAY → FORMAT → LOGMAG**. Du vil nå se en tydelig **topp** i S21 ved trappens resonansfrekvens (motsatt av dalen i Metode A), siden trap og spoler nå danner et løst koblet resonanskretsfilter.
7. Bruk samme menyvalg som i Metode A, **MEASURE → FILTER (S21)**, for å la LiteVNA automatisk finne toppen, -3 dB/-6 dB-båndbredden og Q.
8. Sammenlign Q-verdien med resultatet fra Metode A — Metode B gir normalt en høyere (mer realistisk) Q, siden trappen belastes mindre av selve måleoppsettet.

### Bonus

**DISPLAY → TRANSFORM → BANDPASS** (tidsdomene) kan vise impulsresponsen til trappen som et supplement — nyttig for å se om det er ekstra resonanser fra testjiggen.

### Fallgruve

Testjiggens egen parasittiske kapasitans/induktans og kabling kan forskyve målt  $f_0$  i forhold til hvordan trappen oppfører seg montert i selve antennen. Bruk kortest mulig og mest mulig konsistent oppkobling. I Metode B: for tett kobling belaster trappen (gir for lav Q og forskjøvet  $f_0$ , som i Metode A), mens for løs kobling gir svakt signal og mer støy i avlesningen — søk en fornuftig mellomting.

## Oppgave 10 — Karakterisering av et filter

Middels

Mål: Måle innsettingstap, grensefrekvens(er), sperrebåndsdemping og eventuell rippel for et lavpass-, høypass- eller båndpassfilter.

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for transmisjon (S21) og refleksjon (S11)
- Filteret som skal testes

1. Kalibrer thru (S21) og OSL (S11) over et bredt frekvensområde som dekker både passbånd og sperrebånd godt utenfor filterets forventede grensefrekvenser (se Oppgave 1).
2. Sett filteret inn i signalveien mellom port 1 og port 2.
3. Vis `DISPLAY → CHANNEL → S21`, `FORMAT → LOGMAG` på én trace, og S11 (`SMITH` eller `LOGMAG`) på en annen.
4. Identifiser passbåndet (lavt tap, typisk nær 0 dB) og sperrebåndet (høyt tap).
5. Bruk markør til å finne  $-3$  dB-grensefrekvensen(e) — der S21 har falt 3 dB fra passbåndsnivået.
6. For båndpass-/sperrefilter: finn både øvre og nedre grensefrekvens, beregn båndbredde og eventuelt Q som i Oppgave 9.
7. **Snarvei:** i stedet for å gjøre trinnene over manuelt, kan du bruke `MEASURE → FILTER (S21)` i hovedmenyen. LiteVNA gjenkjenner da selv om filteret er lavpass, høypass, båndpass eller sperrefilter, og beregner automatisk Q-verdi,  $-3$  dB- og  $-6$  dB-punktene (med tilhørende frekvenser), samt tap i passbånd og sperrebånd.
8. Noter demping i sperrebåndet ved spesifikke frekvenser av interesse (f.eks. harmoniske eller naboband som skal undertrykkes).
9. Sjekk return loss (S11) i passbåndet — høy return loss (lav S11) indikerer god tilpasning; kraftig rippel kan indikere feil terminering eller skade i filteret.
10. Sammenlign resultatene med databladets spesifikasjon hvis tilgjengelig.

### Bonus

`DISPLAY → TRANSFORM → BANDPASS` (tidsdomene, format LINEAR/LOGMAG/SWR) simulerer filterets respons på en impulssignal og kan gi et raskt visuelt inntrykk av gruppeforsinkelse/ringing i filteret.

### Tips

Mange kompakte filtre er følsomme for kildeimpedans. Bruk korte, godt tilpassede kabler mellom LiteVNA og filteret for å unngå ekstra rippel i målingen som ikke skyldes filteret selv.

## Oppgave 11 — Måling av L/C-komponent og egenresonans

Middels

*Mål: Bestemme den faktiske induktansen eller kapasitansen til en komponent, og finne dens egenresonansfrekvens (SRF) — viktig kunnskap før komponenten brukes ved HF/VHF.*

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for refleksjon (S11)
- Komponent som skal testes (spole eller kondensator)
- Enkel testjigg med kort, konsistent oppkobling

1. Kalibrer LiteVNA for refleksjon med referanseplanet så nært komponentens tilkoblingspunkt som mulig.
2. Koble komponenten inn som shunt mot jord på port 1 (eller i serie i et to-ports oppsett med S21, som i Oppgave 9).
3. Sett et frekvensområde som dekker forventet driftsfrekvens, men ikke helt opp mot forventet egenresonans ennå.
4. Sett **DISPLAY → FORMAT → REACTANCE** for å lese reaktansen  $X$  direkte i ohm — vis gjerne en ekstra trace med **FORMAT → RESISTANCE** for tpskomponenten  $R$ .
5. Plasser markøren ved en frekvens godt under forventet SRF, der komponenten fortsatt oppfører seg "rent" induktiv/kapazitiv (fasevinkelen til  $Z$  bør ligge nær  $\pm 90^\circ$ , se snarveien under), og les av  $X$  i statuslinjen for aktiv trace.
6. Beregn komponentverdien:
  - Spole:  $L = X / (2\pi f)$
  - Kondensator:  $C = 1 / (2\pi f \cdot |X|)$
7. **Snarvei:** i stedet for å beregne L/C manuelt fra  $X$ , kan du la LiteVNA gjøre det direkte. Sett **DISPLAY → FORMAT → SMITH**, trykk deretter på traceformatet en gang til for å få opp flere presentasjonsvalg, og velg **R+L/C** — markørverdien vises da direkte i  $\mu\text{H}$  eller  $\text{pF}$ , ferdig regnet ut. Les av verdien ved en frekvens der faseavlesningen (vis gjerne **Z PHASE** som ekstra trace) ligger nær  $\pm 90^\circ$ : det er nettopp kriteriet for at komponenten fortsatt oppfører seg "rent" reaktivt (tapsresistansen  $R$  er neglisjerbar i forhold til  $X$ ); nærmere SRF vil fasen bevege seg bort fra  $90^\circ$  og L/C-avlesningen blir mindre pålitelig.
8. Utvid frekvensområdet oppover og flytt markøren mot der REACTANCE-kurven krysser null (skifter fortegn fra induktiv til kapazitiv for en spole, eller omvendt for en kondensator) — dette er komponentens egenresonansfrekvens (SRF). **Tips:** bruk gjerne **Z PHASE** som trace i stedet for/i tillegg til REACTANCE — fasen skifter fortegn (fra ca.  $+90^\circ$  til ca.  $-90^\circ$ , eller omvendt) nøyaktig ved SRF, samme informasjon som nullgjennomgangen i  $X$ , men fortegnsskiftet er ofte lettere å få øye på tydelig siden faseskalaen alltid går  $\pm 180^\circ$  uansett hvor liten  $|X|$  er akkurat der.
9. Vurder om komponenten er egnet for tiltenkt bruksfrekvens; den bør normalt ligge godt under SRF for forutsigbar oppførsel.

**Tips**

RF-drosler med mange vindinger kan ha overraskende lav SRF på grunn av viklingskapasitans — dette er spesielt viktig å sjekke for choker og drosselspoler brukt ved HF/VHF.

**Fallgruve**

Testjiggens egen parasittiske induktans/kapasitans påvirker målingen. Hold ledningene til komponenten så korte som mulig, og kalibrer så nær komponenten som mulig.

## Oppgave 12 — Måling av balun/common-mode drossel

Middels

*Mål: Måle common-mode-impedansen til en balun eller drossel over frekvens, for å bekrefte at den demper feedline-strømmer tilstrekkelig i det aktuelle båndet.*

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for transmisjon (S21)
- Balunen/drosselen som skal testes
- Testjigg der begge ledere kortsluttes sammen i hver ende, for å tvinge fellesmodus-strøm gjennom kjernen

1. Bygg testjiggen slik at viklingen som skal fungere som common-mode drossel kobles i serie i signalveien mellom port 1 og port 2, med begge ledere (indre leder og skjerm, eller de to viklingsendene) kortsluttet sammen i hver ende.
2. Gjør en thru-kalibrering med jiggen uten drossel innsatt (bruk en rett kortslutning i stedet), slik at jiggens eget bidrag nulles ut.
3. Sett drosselen/balunen inn i jiggen.
4. Sett **DISPLAY → CHANNEL → S21**, **FORMAT → LOGMAG**, og mål S21 i dB over ønsket frekvensområde.
5. Beregn common-mode-impedansen med samme formel som brukes for en seriemotstand målt via innsettingstap i et 50 Ω-system (se også Oppgave 16):
$$Z = 2 \cdot 50 \, \Omega \cdot (10^{(-S21_{dB}/20)} - 1)$$
(Bruk negativ S21<sub>dB</sub> slik at eksponenten blir positiv, siden S21 normalt måles som en negativ verdi.)
6. Sammenlign common-mode-impedansen med anbefalt minimumsverdi for formålet (tommelfingerregel: ≥ 500 Ω i HF-båndet for en effektiv balun/drossel).
7. Gjenta for flere kjernetyper/vindingstall hvis du sammenligner alternativer, og noter hvilken kombinasjon som gir best impedans i ønsket bånd.

### Tips

Denne testen måler kun common-mode-egenskapen (choking impedance), ikke balunens evne til å transformere impedans i differensialmodus — dette er to separate egenskaper som bør vurderes hver for seg.

### Fallgruve

Sørg for at kortslutningene i jiggen er korte og solide. Løse forbindelser gir ekstra tap/resonanser i målingen som ikke skyldes selve drosselen.

## Oppgave 13 — Kabellengde via fasemåling

Middels

Mål: Bestemme den fysiske lengden av en kabel ved å måle hvordan refleksjonsfasen (S11 PHASE) endrer seg med frekvensen — en enklere, TDR-uavhengig metode som bruker vanlig frekvensdomene-måling i stedet for IFFT-basert tidsdomene (se Oppgave 14 for TDR-metoden og en kryssjekk mellom de to).

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for refleksjon (S11)
- Kabelen som skal måles, med kjent forkortningsfaktor (VF)
- Åpen eller kortslutning i enden av kabelen (begge fungerer likt for denne metoden)

### Bakgrunn

Refleksjonskoeffisienten ved kabelinngangen er:

$$\Gamma_{\text{inn}}(f) = \Gamma_{\text{last}} \cdot e^{-j \cdot 2\beta \cdot L}, \quad \beta = 2\pi f / (c \cdot VF)$$

Fasen til  $\Gamma_{\text{inn}}$  avtar lineært med frekvensen  $f$ . Går fasen fra  $-90^\circ$  til  $+90^\circ$  (gjennom wrap-punktet ved  $\pm 180^\circ$  på en vanlig faseskala) har den rotert nøyaktig  $180^\circ$  — dette tilsvarer at kabelens *enveis* elektriske lengde har endret seg med nøyaktig en kvart bølgelengde ( $\lambda/4$ ) over det frekvensspennet. Løser man for lengden:

$$L = c \cdot VF / (4 \cdot \Delta f)$$

der  $\Delta f$  er frekvensavstanden mellom punktet der fasen er  $-90^\circ$  og punktet der den er  $+90^\circ$ , og  $c = 299\,792\,458$  m/s. Fordelen med akkurat disse to punktene er at de er lette å lese av visuelt (kvart-skalastrøkene på en  $\pm 180^\circ$ -faseskala), og at bare *differansen*  $\Delta f$  teller — den absolutte fasereferansen fra kalibrering spiller ingen rolle.

1. Kalibrer **CALIBRATE** for S11.
2. Koble kabelen til port 1, og la den fjerne enden være åpen eller kortsluttet (noter hvilken — påvirker ikke beregningen, men er greit å vite for tolkning).
3. Sett **DISPLAY → FORMAT → PHASE** på S11.
4. Sett et bredt frekvensområde og se på faselinjen — den skal synke jevnt med økende frekvens og "wrappe" (hoppe fra  $-180^\circ$  til  $+180^\circ$ ) med jevne mellomrom. Smalne inn spennet rundt *ett* sammenhengende fall fra  $-90^\circ$  til  $+90^\circ$  (gjennom nærmeste wrap-punkt).
5. Plasser markør 1 nøyaktig der fasen er  $-90^\circ$ , og noter frekvensen  $f_1$ .
6. Plasser markør 2 der fasen (etter wrap) når  $+90^\circ$ , og noter frekvensen  $f_2$ .

7. Beregn  $\Delta f = f_2 - f_1$  og deretter kabellengden:  $L = c \cdot VF / (4 \cdot \Delta f)$

8. Sammenlign med fysisk oppmålt lengde, eller kryssjekk mot resultatet fra TDR-metoden i Oppgave 14.

**Eksempel:** en RG58-kabel ( $VF = 0,66$ ) med fysisk lengde 20 m skal gi:

$$\Delta f = c \cdot VF / (4 \cdot L) = 299\,792\,458 \cdot 0,66 / (4 \cdot 20) \approx 2,47 \text{ MHz}$$

### Fallgruve

Sørg for at markør 1 og markør 2 er *nabo*-krysningspunkter (kun ett wrap-punkt mellom dem), ikke to punkter lenger fra hverandre i sveipet. Hopper du over en ekstra hel eller halv rotasjon ved en feiltakelse, blir  $\Delta f$  feil og  $L$  blir beregnet for kort. Denne metoden er dessuten enklere å bruke på korte til middels lange kabler, der det er lett å følge fasen visuelt gjennom kun én rotasjon — for svært lange kabler (mange raske wrap-sykluser) er TDR-metoden i Oppgave 14 mer robust.

## Oppgave 14 — Kabellengde og forkortningsfaktor (innebygd TDR)

Kompleks

Mål: Bruke LiteVNAs innebygde tidsdomenefunksjon (TDR/DTF, beregnet med IFFT direkte på enheten) til å bestemme fysisk lengde og forkortningsfaktor (velocity factor, VF) på en kabel, eller finne avstanden til et brudd/en skade — helt uten PC-programvare. (Se Oppgave 13 for en enklere, fasebasert metode uten TDR — nyttig som rask kryssjekk.)

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for refleksjon (S11)
- Kabelen som skal testes (kjent eller ukjent lengde/VF)

1. Kalibrer **CALIBRATE** for S11. Sett **STIMULUS → START** til nøyaktig **50 kHz** (påkrevd av firmware for lavpass-TDR) og **STOP** etter ønsket måleavstand — jo lavere stoppfrekvens/tettere punktavstand, jo lenger maks avstand; jo høyere stoppfrekvens, jo bedre romlig oppløsning.
2. Sett høyest mulig antall punkter ( **STIMULUS → CFG SWEEP** , opptil 1001) for best oppløsning.
3. Koble testkabelen til port 1 og la den fjerne enden være åpen (gir ofte en tydelig topp) eller kortsluttet.
4. Åpne **DISPLAY → TRANSFORM → TRANSFORM ON** .
5. Velg **LOW PASS IMPULSE** (viser refleksjonen som en tydelig puls) eller **LOW PASS STEP** .
6. Sett trace-format til **REAL** ( **DISPLAY → FORMAT → REAL** ) — dette er formatet lavpassmodus skal vises i.
7. Sett forkortningsfaktoren under **DISPLAY → TRANSFORM → VELOCITY FACTOR** . Skriv inn tallet som heltall uten desimalpunkt (f.eks. **67** for  $VF = 0,67$ ).
8. Er kabelens fysiske lengde **kjent**: juster VELOCITY FACTOR til markøren på refleksjonstoppen viser riktig avstand (avstanden vises sammen med tidsverdien i markørvisningen). Noter denne VF-verdien for senere bruk med samme kabeltype.
9. Er VF **kjent** (fra datablad) og du heller leter etter lengde eller en feil: les av avstanden direkte ved markøren på refleksjonstoppen — dette er avstanden til enden av kabelen, eller til en eventuell feil (brudd, kortslutning, fuktskade) hvis den ligger nærmere enn kabelens fysiske ende.
10. Bruk **WINDOW** (MINIMUM/NORMAL/MAXIMUM) til å avveie oppløsning mot støy: MINIMUM gir skarpest topp og høyest oppløsning, MAXIMUM demper støy/ringing best men gir bredere topp.
11. Tolkning: en skarp, tydelig topp betyr en brå diskontinuitet (åpen/kort/brudd). En gradvis endring i baseline før forventet endepunkt kan indikere fuktighet eller gradvis skade i kabelen. Kapasitiv/induktiv diskontinuitet underveis (f.eks. en dårlig skjørt) vises som et lite dropp/topp midt på linjen.

### Beregning: stoppfrekvens for ønsket måleavstand

LiteVNA regner tidsdomenet ut fra frekvenssveipet med en invers FFT (IFFT). Frekvenstrinnet mellom målepunktene,  $\Delta f$ , bestemmer hvor stort det utvetydige tidsvinduet (og dermed maks avstand) er:

$$\Delta f = F_{\text{stopp}} / (N - 1)$$

( $F_{\text{start}} = 50$  kHz er neglisjerbar mot  $F_{\text{stopp}}$ , så spennet  $\approx F_{\text{stopp}}$ )

Det utvetydige tidsvinduet er  $T = 1/\Delta f$ . Refleksjonen går fram og tilbake i kabelen (rundtur), så maks entydige måleavstand  $D_{\text{maks}}$  (avstanden til kabelens ende eller en feil) blir:

$$D_{\text{maks}} = c \cdot VF \cdot (N - 1) / (2 \cdot F_{\text{stopp}})$$

Løser man med hensyn på stoppfrekvensen — for en ønsket måleavstand  $D_{\text{maks}}$ , antall punkter  $N$  ( **STIMULUS** → **CFG SWEEP** ) og forkortningsfaktor  $VF$  — får man:

$$F_{\text{stopp}} = c \cdot VF \cdot (N - 1) / (2 \cdot D_{\text{maks}})$$

der  $c = 299\,792\,458$  m/s. **Eksempel:** du vil måle en RG58-kabel ( $VF = 0,66$ ) opp til 50 m, med  $N = 1001$  punkter (LiteVNAs maks):

$$F_{\text{stopp}} = 299\,792\,458 \cdot 0,66 \cdot 1000 / (2 \cdot 50) \approx 1,98 \text{ GHz}$$

Merk at den romlige oppløsningen (minste avstand mellom to reflektorer du kan skille) bestemmes av hele frekvensspennet alene ( $\approx F_{\text{stopp}}$ ), ikke av antall punkter:

$$\Delta D = c \cdot VF / (2 \cdot F_{\text{stopp}})$$

Antall punkter  $N$  avgjør altså kun hvor mange oppløsningsceller som får plass innenfor  $D_{\text{maks}}$  ( $D_{\text{maks}}/\Delta D = N - 1$ ): flere punkter gir ikke bedre oppløsning alene, men lar deg beholde god oppløsning samtidig med lang rekkevidde — uten flere punkter må  $F_{\text{stopp}}$  senkes for å nå langt, og oppløsningen blir dårligere i samme slag.

## Gyldige måleverdier

Ifølge spesifikasjonstabellen i den offisielle LiteVNA-brukerhåndboken gjelder disse grensene for  $N$  og  $F_{\text{stopp}}$  i formlene over:

- **Antall punkter  $N$ :** 21–1001, justerbart på selve enheten ( **STIMULUS** → **CFG SWEEP** ). Over USB/PC-programvare kan opptil 65 535 punkter settes, men det er enhetens eget sveip (maks 1001) den innebygde TDR-transformasjonen bruker.
- **Frekvensområde:** 50 kHz – 6,3 GHz.  $F_{\text{start}}$  er fast 50 kHz i lavpass-TDR (trinn 1), og  $F_{\text{stopp}}$  kan ikke settes høyere enn 6,3 GHz.

Dette setter en praktisk øvre grense for hvor godt LiteVNA kan gjøre TDR: med maks punkter ( $N=1001$ ) og maks stoppfrekvens ( $F_{\text{stopp}}=6,3$  GHz) er beste oppnåelige oppløsning for en  $VF=0,66$ -kabel

$$\Delta D_{\min} = c \cdot 0,66 / (2 \cdot 6,3 \cdot 10^9) \approx 1,6 \text{ cm}$$

men da er samtidig maks entydige måleavstand begrenset til

$$D_{\max} = c \cdot 0,66 \cdot 1000 / (2 \cdot 6,3 \cdot 10^9) \approx 15,7 \text{ m}$$

Skal du måle lengre kabler enn dette må  $F_{\text{stopp}}$  senkes tilsvarende (se formelen over), på bekostning av oppløsningen.

## Bonus: lese av impedansen til hvert kabelsegment ved skjøter

Hvis du skjøter sammen flere kabeltyper med ulik karakteristisk impedans (f.eks. tre segmenter med tre forskjellige  $Z$ ), kan TDR i prinsippet vise impedansen til hvert segment — men LiteVNA viser *ikke* ohm direkte i tidsdomenet. **REAL**-formatet som brukes i lavpassmodus (se trinn 6) viser reell del av refleksjonskoeffisienten  $\Gamma$  (verdi mellom  $-1$  og  $+1$ ) ved hvert punkt, og du må selv regne om til impedans.

1. Bruk **LOW PASS STEP** (ikke **IMPULSE**) — stepresponsen viser et flatt platå for hvert kabelsegment, med en overgang ved hver skjøt. **IMPULSE** viser bare en topp/bunn ved overgangene og egner seg dårligere til å lese av absolutte nivåer.
2. Les av platånivået ( $\Gamma$ ) med markør midt på hvert flate platå — *ikke* i selve overgangen mellom platåene.
3. Første segment (kabel 1) er normalt  $50 \Omega$ -kabel matchet til porten, så platået før første skjøt ligger på  $\Gamma \approx 0$ . Refleksjonskoeffisienten ved første skjøt,  $\Gamma_1$ , er da rett og slett platånivået *etter* første overgang,  $\rho_1$ :

$$\Gamma_1 = \rho_1$$

$$Z_2 = Z_1 \cdot (1 + \Gamma_1) / (1 - \Gamma_1)$$

4. For skjøt nr. 2 (og senere) kan du **ikke** bruke platånivået  $\rho_2$  direkte som  $\Gamma_2$  — signalet har allerede mistet litt amplitude i transmisjon gjennom første skjøt (og igjen på vei tilbake). Riktig lokal refleksjonskoeffisient

ved skjøt 2 er:

$$\Gamma_2 = (\rho_2 - \rho_1) / (1 - \rho_1^2)$$

$$Z_3 = Z_2 \cdot (1 + \Gamma_2) / (1 - \Gamma_2)$$

5. Gjenta samme mønster (bruk forrige segments beregnede impedans som ny referanse  $Z_{n-1}$ ) for eventuelle flere skjøter lenger ut på kableen.

### Forbehold

Dette er en førsteordens ("single-bounce") tilnærming som ignorerer flerfoldige interne refleksjoner mellom skjøtene ("gjenferd"-refleksjoner). Den er nøyaktig nok når mismatchene er moderate og kableen har litt demping som demper sekundærrefleksjonene — typisk stemmer det greit for vanlige amatørradio-koaksialkabler. Profesjonelt TDR-utstyr bruker en dekonvolusjonsalgoritme for full nøyaktighet ved mange/store impedanssprang; det har verken LiteVNA eller denne enkle håndberegningen. Segmentene må også være lange nok til at platåene rekker å flate seg ut mellom skjøtene (se romlig oppløsning  $\Delta D$  over) — for korte segmenter smelter overgangene sammen og kan ikke skilles.

### **Tips**

Denne teknikken er nyttig for å verifisere lengden på ferdigkjøpte mateledninger, avdekke skjulte skjøter, eller lokalisere brudd i en gravd/skjult kabel uten å måtte grave den opp. Du kan også bruke NanoVNA-App eller NanoVNA-Saver på PC for et større display og innebygde VF-forvalg for vanlige kabeltyper, men selve TDR-beregningen skjer uansett i LiteVNA.

### **Fallgruve**

START-frekvensen må være nøyaktig 50 kHz i lavpassmodus for at IFFT-beregningen skal bli korrekt. Husk at maks måleavstand og oppløsning står i et trade-off-forhold — bruk lavere frekvens for lengre avstand, høyere frekvens for finere oppløsning på korte avstander.

## Oppgave 15 — Feilsøking og avstandsmåling med TDR

Kompleks

Mål: Bruke LiteVNAs innebygde TDR (som i Oppgave 14) til å identifisere typen feil/diskontinuitet i en kabel — kortslutning, brudd, feil impedans, eller en reaktiv komponent (spole/kondensator) — ut fra form og fortegn på refleksjonen, samt å lokalisere en forgrening (T-kobling) i en kabel.

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for refleksjon (S11)
- En lengde koaksialkabel med kjent forkortningsfaktor (VF), koblet til port 1
- En enkel byttbar endeadapter/testjigg (som i Oppgave 11) for å teste ulike termineringer i enden av kabelen: kortslutning, åpen, en motstand  $> 50 \Omega$  (f.eks.  $150 \Omega$ ), en motstand  $< 50 \Omega$  (f.eks.  $18\text{--}22 \Omega$ ), en kondensator (f.eks.  $100\text{--}470 \text{ pF}$ ) og en spole (f.eks.  $1\text{--}4,7 \mu\text{H}$ )
- Et T-adapter (BNC/SMA) og en kort ekstra kabelstump, til del D (lokalisere en forgrening)
- Målebånd/tommestokk for å verifisere fysiske avstander mot TDR-avlesningen

### A. Beregn stoppfrekvens for ønsket måleavstand og oppløsning

Som utledet i Oppgave 14:

$$F_{\text{stopp}} = c \cdot VF \cdot (N - 1) / (2 \cdot D_{\text{maks}})$$

der  $c = 299\,792\,458 \text{ m/s}$ ,  $N$  er antall målepunkter og  $D_{\text{maks}}$  ønsket maks måleavstand i meter. Tabellen under gir konstanten  $c \cdot (N - 1) / 2$  (i  $\text{MHz} \cdot \text{m}$ ) for LiteVNAs vanligste punktantall, slik at  $F_{\text{stopp}}(\text{MHz}) = \text{konstant} \cdot VF / D_{\text{maks}}(\text{m})$ :

| Antall punkter (N)          | Formel for $F_{\text{stopp}}$ (MHz)   |
|-----------------------------|---------------------------------------|
| 101 punkter                 | $14\,990 \cdot VF / D_{\text{maks}}$  |
| 201 punkter                 | $29\,979 \cdot VF / D_{\text{maks}}$  |
| 401 punkter                 | $59\,958 \cdot VF / D_{\text{maks}}$  |
| 1001 punkter (LiteVNA maks) | $149\,896 \cdot VF / D_{\text{maks}}$ |

Husk at oppløsningen  $\Delta D = c \cdot VF / (2 \cdot F_{\text{stopp}})$  kun avhenger av  $F_{\text{stopp}}$  (ikke  $N$ ) — flere punkter gir ikke finere oppløsning alene, men lar deg nå lenger uten å måtte senke  $F_{\text{stopp}}$  (se Oppgave 14 for full utledning og "Gyldige måleverdier").

### B. Sett opp målingen

1. Kalibrer **CALIBRATE** for S11. Sett **STIMULUS → START** til nøyaktig  $50 \text{ kHz}$  og **STOP** etter tabellen i del A, ut fra ønsket  $D_{\text{maks}}$  og kabelens VF.

2. Sett antall målepunkter ( `STIMULUS` → `CFG` `SWEEP` ) i tråd med valget i del A.
3. Koble hovedkabelen til port 1, med endeadapteren/testjiggen klar i den andre enden for rask bytte av terminering.
4. Åpne `DISPLAY` → `TRANSFORM` → `TRANSFORM ON` , velg `LOW PASS STEP` (klarest for å avlese nivå/retning på hver terminering), trace-format `REAL` , og sett `VELOCITY FACTOR` .
5. Mål kabelens fysiske lengde med målebånd/tommestokk — bruk dette som fasit å sammenligne markøravlesningen mot.

## C. Test og tolk refleksjonssignaturene ved kabelenden

Bytt terminering i enden av kabelen og observer hvordan `LOW PASS STEP` -kurven oppfører seg ved refleksjonspunktet:

| Terminering                 | Nivå i <code>LOW PASS STEP</code> | Utseende                                                                                                                                                         |
|-----------------------------|-----------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Åpen ( $\infty \Omega$ )    | +1                                | Hopper momentant til og blir stående i toppen                                                                                                                    |
| Kortslutning ( $0 \Omega$ ) | -1                                | Hopper momentant til og blir stående i bunnen                                                                                                                    |
| Motstand $R > 50 \Omega$    | mellom 0 og +1                    | Mindre positivt hopp enn åpen, flatt nivå (ingen tidsvarierende form)                                                                                            |
| Motstand $R < 50 \Omega$    | mellom 0 og -1                    | Mindre negativt hopp enn kort, flatt nivå                                                                                                                        |
| Motstand $R = 50 \Omega$    | 0                                 | Usynlig — matchet, ingen refleksjon å se                                                                                                                         |
| Kondensator (C)             | starter ved -1, stiger mot +1     | Hopper momentant ned til bunnen, gjenoppretter deretter <i>gradvis</i> oppover (kondensatoren "lades opp" — ser til slutt ut som åpen ved lav frekvens/lang tid) |
| Spole (L)                   | starter ved +1, synker mot -1     | Hopper momentant til toppen, synker deretter <i>gradvis</i> nedover (spolen "bygger opp strøm" — ser til slutt ut som kortslutning ved lav frekvens/lang tid)    |

I `LOW PASS IMPULSE` vises det samme som ett spik i stedet for et nivåsprang: åpen/kort/R gir ett enkelt spik (positivt hhv. negativt), mens L og C gir et **tosidig** spik — et skarpt spik i én retning umiddelbart etterfulgt av et bredere, svakere spik i motsatt retning (positiv-så-negativ for spole, negativ-så-positiv for kondensator). Dette tosidige mønsteret er selve signaturen som skiller en reaktiv (frekvensavhengig) feil fra en enkel resistiv feil eller et rent brudd/kortslutning.

Bruk markøren til å lese av avstanden til refleksjonen ved hver terminering, og sammenlign med kabelens fysiske lengde fra del B.

### Fallgruve

Disse fortegnene og formene gjelder når komponenten sitter

#### i enden

av kabelen (ren 1-ports test, som her og i Oppgave 11) — *ikke* nødvendigvis for en komponent satt inn midt på en linje som fortsetter videre (se del D under). Sørg også for at endeadapteren/testjiggen har kort, konsistent oppkobling; egen parasittisk induktans/kapasitans i adapteren kan forskyve signaturen, spesielt for R- og C-testene.

## D. Lokaliser en forgrening (T-kobling) i kabelen

Koble inn T-adapteren midt på kabelen, med den korte kabelstumpen videre på den ene grenen (avslutt denne stumpen åpen eller kortsluttet som en kjent, fast referanse). La den tredje tilkoblingen på T-stykket stå åpen.

### Bakgrunn

Et T-stykke er et 3-veis knutepunkt. Sett fra port 1 er impedansen man ser inn i T-et den *parallelle* kombinasjonen av stubbekabelens egen impedans ( $50\ \Omega$ , siden refleksjonen fra dens ende ennå ikke har rukket tilbake) og hva som er koblet til tredje tilkobling. En parallellkombinasjon kan aldri bli høyere enn den laveste av de to verdiene — derfor kan selve T-punktet *aldri* gi en positiv refleksjon når stubben er  $50\ \Omega$ -matchet, kun null (usynlig, hvis tredje port er åpen) til negativ (mot  $-1$ , hvis tredje port kortsluttes). Dette er også grunnen til at enkle, resistive T-splittere aldri er perfekt tilpasset alle tre porter samtidig — en nyttig praktisk lærdom for bruk av splittere i antenneanlegg.

1. Med tredje port åpen: se etter T-punktet i TDR-kurven. Det vil ofte være nesten usynlig (nær 0), siden en åpen tredje port ikke belaster knutepunktet nevneverdig.
2. Kortslutt tredje port: T-punktet vil nå vise en tydelig negativ refleksjon, siden knutepunktet nå trekkes mot  $0\ \Omega$ .
3. Uansett hva tredje port er satt til: se etter en *andre*, fast refleksjon lenger ute — dette er enden av den korte kabelstumpen (åpen eller kortsluttet, som satt opp innledningsvis). Bruk markør til å lese av avstanden til begge punktene, og sammenlign med fysisk oppmålte lengder.

### Bonus

Skal du finne impedansen til flere skjøter/segmenter etter hverandre i en sammenskjøttet kabel (ikke en forgrening, men flere kabeltyper i serie), se Bonus-avsnittet i Oppgave 14 for fremgangsmåte og formler ( $\Gamma_n = (\rho_n - \rho_{n-1}) / (1 - \rho_{n-1}^2)$ ,  $Z_n = Z_{n-1} \cdot (1 + \Gamma_n) / (1 - \Gamma_n)$ ).

## Oppgave 16 — Måling av krystallparametere ( $R_m$ , $L_m$ , $C_m$ , $Q$ )

Kompleks

Mål: Bestemme en kvartskrystalls elektriske ekvivalentkrets — motional-resistans ( $R_m$ ), -induktans ( $L_m$ ), -kapasitans ( $C_m$ ) og holderkapasitans ( $C_0$ ) — samt serie-/parallellresonansfrekvens og  $Q$ -verdi. Nyttig ved bygging av krystallfiltre eller verifisering av krystaller før bruk i oscillatorer.

### UTSTYR

- LiteVNA, kalibrert for refleksjon ( $S_{11}$ ) og transmisjon ( $S_{21}$ )
- Enkel to-ports testjigg der krystallen kobles i serie i signalveien mellom port 1 og port 2 (som i Oppgave 9/12)
- Krystallen(e) som skal måles

### Bakgrunn

En krystall modelleres elektrisk som en "motional"-gren ( $R_m$  i serie med  $L_m$  og  $C_m$ ) parallelt med holderkapasitansen  $C_0$ .  $L_m/C_m$  bestemmer seriefrekvensen  $f_s$  (lavest tap, høyest transmisjon). Litt høyere oppstår en parallellresonans  $f_p$ , der  $L_m/C_m$  i kombinasjon med  $C_0$  gir svært høy impedans (dyp damping i  $S_{21}$ ). Krystaller har typisk ekstremt høy  $Q$  (mange tusen).

### A. Måle $C_0$ (holderkapasitans)

1. Koble krystallen direkte til port 1 som shunt mot jord ( $S_{11}$ ) — ikke i serie-testjiggen ennå.
2. Sett frekvensområdet godt under krystallens spesifiserte frekvens (f.eks. en tidels dekode lavere), slik at de motional-egenskapene ikke påvirker målingen.
3. Sett `DISPLAY → FORMAT → REACTANCE`, les av  $X$  ved en lav frekvens  $f$ .
4. Beregn  $C_0 = 1 / (2\pi f \cdot |X|)$  (samme fremgangsmåte som i Oppgave 11).

### B. Finne serie- og parallellresonans ( $f_s$ og $f_p$ )

1. Bygg testjiggen slik at krystallen sitter i serie i signalveien mellom port 1 og port 2, som i Oppgave 9.
2. Gjør en thru-kalibrering ( $S_{21}$ ) med jiggen uten krystall (rett ledningsbit i stedet).
3. Sett et frekvensvindu rundt krystallens spesifiserte frekvens, typisk 50–150 kHz span, med høyest mulig antall målepunkter (`STIMULUS → CFG SWEEP`).
4. Sett inn krystallen i jiggen.
5. Vis to traces på kanal  $S_{21}$ : én med `FORMAT → LOGMAG` og én med `FORMAT → PHASE`.
6.  $f_s$  (serieresonans) er frekvensen med en tydelig **topp** i  $S_{21}$  (lavest tap), der fasen krysser  $0^\circ$ .

- $f_p$  (parallellresonans) er en litt høyere frekvens med en tydelig **dipp** i S21 (høyt tap). Zoom inn (smalere span) rundt hvert punkt ved behov for bedre oppløsning.
- Noter  $f_s$  og  $f_p$  nøyaktig med markør.

### C. Måle $R_m$ (motional-resistans) ved $f_s$

- Reduser spennet til et smalt vindu rundt  $f_s$  (typisk 5–10 kHz).
- Les av S21 i dB nøyaktig ved  $f_s$  (der fasen er  $0^\circ$ ) — kall verdien  $S21_s$ .
- Beregn:  $R_m = 2 \cdot R_L \cdot (10^{(-S21_s/20)} - 1)$  der  $R_L = 50 \Omega$  (bruk negativ  $S21_s$  slik at eksponenten blir positiv, siden  $S21_s$  normalt er negativ, f.eks.  $-0,6$  dB).

### D. Beregne $C_m$ og $L_m$ — to metoder for kryssjekk

**D1. Serie-/parallellmetoden** (fra det brede sveipet i del B):

$$C_m = (f_p/f_s - 1) \cdot 2 \cdot (C_0 + C_{\text{stray}})$$

$$L_m = 1 / ((2\pi \cdot f_s)^2 \cdot C_m)$$

( $C_{\text{stray}}$  er testjiggens egen parasittiske kapasitans — sett til 0 som første tilnærming, eller mål separat med tom jigg.)

**D2. Faseskift-metoden** (finere, fra det smale spennet rundt  $f_s$  i del C):

- Finn frekvensen  $f_L$  der fasen er  $+45^\circ$  og  $f_H$  der fasen er  $-45^\circ$  ( $f_s$  er der fasen er  $0^\circ$ ).

$$\text{Beregn: } R_{\text{eff}} = 2 \cdot R_L + R_m \quad \text{og} \quad \Delta f = f_H - f_L$$

$$C_m = \Delta f / (2\pi \cdot f_s^2 \cdot R_{\text{eff}})$$

$$L_m = R_{\text{eff}} / (2\pi \cdot \Delta f)$$

### E. Beregne Q

Bruk samme  $\Delta f$  som i D2 ( $\pm 45^\circ$ -punktene), eller finn  $-3$  dB-punktene i S21 relativt til toppen (som i Oppgave 9):

$$Q_{\text{belastet}} = f_s / \Delta f$$

**Viktig:** siden  $\Delta f$  er utledet fra  $R_{\text{eff}} = 2 \cdot R_L + R_m$  (dvs. inkluderer de 100  $\Omega$  fra de to portene i måleoppsettet), er dette den *belastede* Q-en til akkurat dette 50  $\Omega$ -testoppsettet — ikke krystallens egen, iboende Q. Krystallens **ubelastede** Q (det man normalt mener når man oppgir "krystallens Q", f.eks. ved filter-/oscillatordesign) bruker kun  $R_m$  fra del C:

$$Q_{\text{ubelastet}} = 2\pi \cdot f_s \cdot L_m / R_m$$

Siden  $R_m$  normalt er mye mindre enn  $R_{\text{eff}}$  ( $R_m$  ligger typisk på noen få til noen titalls ohm, mot  $R_{\text{eff}} \approx 100 + \Omega$ ), blir  $Q_{\text{ubelastet}}$  gjerne 10–20× høyere enn  $Q_{\text{belastet}}$  — begge tallene er "riktige", de beskriver bare to forskjellige ting.

| Størrelse              | Typisk verdi (eksempel, HC-49 ~18,7 MHz) |
|------------------------|------------------------------------------|
| C0                     | $\approx 3,7\text{--}3,8$ pF             |
| $R_m$                  | $\approx 7$ $\Omega$                     |
| Cm                     | $\approx 14,5\text{--}15,3$ fF           |
| Lm                     | $\approx 4,7\text{--}5,0$ mH             |
| $Q_{\text{belastet}}$  | $\approx 5000$                           |
| $Q_{\text{ubelastet}}$ | $\approx 80\,000$                        |

### Tips

Sammenlign resultatene fra D1 og D2 — de bør stemme rimelig godt overens (eksempeltabellen over viser typisk spredning mellom metodene). Store avvik indikerer unøyaktig avlest  $f_s/f_p$ , for lav punktetthet, eller for stor  $C_{\text{stray}}$ . Det finnes også en tredje metode ("G3UUR-metoden") som bruker en ekstern svitsjet oscillatorkrets og en frekvensteller i stedet for VNA — nyttig hvis du har slikt utstyr tilgjengelig, men krever ikke LiteVNA i det hele tatt for selve beregningen.

### Fallgruve

Krystaller har ekstremt høy Q — bruk smalest mulig spenn og høyest mulig punktantall rundt  $f_s$  for pålitelig avlesning av fase og amplitude. Testjiggens egen parasittiske kapasitans/induktans kan forskyve C0 og Cm betydelig; hold oppkoblingen kort og mest mulig konsistent mellom kalibrering og måling.

Utarbeidet som kursmateriell for praktisk LiteVNA-opplæring (Dislord/LiteVNA-firmware). Fullstendig kurs, Oppgave 1–16.

Versjon 1.8 — 2. september 2026

© 2026 LA3FY