



UNDERVISNINGSELEMENT E1

metrologi.dk

MÅLETEKNIK OG IMPEDANSANALYSE

Knud A. Baltsen, FORCE Technology 2. udgave – Maj 2017, redigeret oktober 2019



Copyright © 2017 metrologi.dk – Materialet må ikke anvendes til kommercielt brug, uden tilladelse fra metrologi.dk.

Metrologi.dk er finansieret af Styrelsen for Forskning og Innovation i perioden 2016 – 2018. Materiale er udarbejdet i et samarbejde mellem GTS-institutterne DFM A/S, FORCE Technology og DELTA - a part of FORCE Technology. Læs mere om projektet på <u>www.metrologi.dk</u>.

Parterne i Metrologi.dk kan ikke gøres ansvarlig for fejl og mangler i indholdet af undervisnings materialet eller i indholdet på websitet, samt indholdet i de eksterne dokumenter og websites, der linkes til, medmindre andet følger af dansk rets almindelige regler.

Grafisk design af: Henriette Schäfer Høyrup og David Balslev-Harder.

Indholdsfortegnelse

1	Indledning	1
	1.1 Om dette undervisningselement (UE)	1
	1.2 Læringsudbytte af dette UE	1
	1.3 Forudsætninger	1
2	Tidsdomæne og frekvensdomæne	2
3	Introduktion til spektrumanalysatoren	5
4	Filtrering af elektromagnetisk støj med kondensator	6
5	Lovmæssig regulering af elektromagnetisk støj	7
6	Elektriske ækvivalentdiagrammer med filterkondensator	9
7	Introduktion og definition af dB-begrebet	10
8	Eksempel på måleopstilling til udmåling af en kondensators impedans	15
9	Forhold, som influerer på måleusikkerheden	17
10	Opsætning af spektrumanalysator (fabrikat GW Instek, type Spectrum Analyser GSP-810)	18
11	Introduktion af dBm-værdier	19
12	Målinger på kondensatorer	20
	12.1 Måling på fast 1 % modstand i stedet for kondensator	22

12.2 Måling på 1 μF, 63 V, polyester film kondensator	23
13 En kondensators ækvivalentdiagram (gældende o til 20 MHz)	ор 24
13.1 Måling på 1 μF, 35 V, tantal elektrolytisk kondensator	24
13.2 Måling på 1 μF, 63 V, aluminium general purpose kondensator	25
13.3 Måling på 1,5 μF, 25 V, solid state electrolyte aluminium kondensator	و 25
13.4 Måling på 100 nF, 63 V, keramisk X7R kondensator med lange tilledninger	26
13.5 Måling på 100 nF, 63 V, keramisk X7R kondensator med korte tilledninger	26
13.6 Måling på 22 nF, 63 V, keramisk X7R kondensator med lange tilledninger	27
13.7 Måling på 22 nF, 63 V, keramisk X7R kondensator med korte tilledninger	27
13.8 Måling på 1 Ω , 1 %, metalfilmsmodstand	28
14 Afsluttende kommentarer	29
15 Referencer	29

metrologi.dk

1 Indledning

1.1 Om dette undervisningselement (UE)

I dette modul anvendes en spektrumanalysator som primært måleinstrument. I relation til anvendelse af spektrumanalysatoren introduceres indledningsvis en række måletekniske begreber. Der rundes af med at udføre impedansanalyser af forskellige typer kondensatorer og monteringsmæssige forhold.

1.2 Læringsudbytte af dette UE

- At introducere begreberne tids- og frekvensdomænerepræsentationer
- At introducere måleinstrumentet spektrumanalysatoren
- At introducere konceptet vedr. filtrering af elektromagnetisk støj med kondensator med tilhørende ækvivalentdiagrammer
- At give en indledende orientering om den lovmæssige regulering af elektromagnetisk støj

- At introducere enheden decibel (dB), herunder specialenheden dBm
- At opsætte en principiel måleopstilling til udmåling af en kondensators impedans
- At opstille og diskutere nogle af de måleusikkerheder, som den præsenterede måleopstilling bidrager til
- At fortolke måleresultaterne for kondensatormålingerne

1.3 Forudsætninger

- At læseren har viden om et oscilloskops virkemåde og målinger med dette
- At læseren har viden om de basale begreber for virkemåden af og valg af komponenter til en Switch Mode Power Supply (SMPS)
- At læseren har viden om kredsløbsteori
- At læseren har viden om logaritmeregning

2 Tidsdomæne og frekvensdomæne

Elektriske målinger udført med et oscilloskop viser det tidsmæssige forløb af målesignalet. På oscilloskopets horisontale akse er angivet tiden, der måles henover, og på den vertikale akse vises indgangssignalets spændingsniveau. Denne type målinger foregår i det, som defineres som tidsdomænet. Et begreb, som supplerer tidsdomænet er frekvensdomænet. Her angives på den horisontale akse indgangssignalets frekvens, og på den vertikale akse vises frekvensens signalstørrelse. Begreberne er illustrerede ved figurerne 1 og 2.

Tidsdomæne



For frekvensdomænet er signalstørrelsen en repræsentation af indgangsspændingens spændingsamplitude. Er der tale om et signal bestående af flere rene svingninger vil de enkelte frekvensers størrelse kunne aflæses på den horisontale akse, og via inddelingen af den vertikale akse kan de enkelte frekvensers indgangssignalstørrelse aflæses. Den vertikale akse i frekvensdomænet viser absolutværdien af indgangssignalstørrelsen, - der er altså altid tale om en positiv eller en 0-værdi. Dette er en forskel i forhold til tidsdomænet, hvor man har mulighed for en polaritetsangivelse.

Anskuelighedsmæssigt forholder det sig sådan, at signalet i tidsdomænerepræsentationen figur 1 re-

Frekvensdomæne



præsenteres ved frekvensdomænerepræsentation figur 2.

Tidsdomænerepræsentationen og frekvensdomænerepræsentationen er to billeder af samme sag, og man kan transformere sig fra tidsdomænet til frekvensdomænet ved hjælp af det matematiske hjælpeværktøj benævnt Fourier-transformationen. Denne transformation vil optræde i den mest simple form, når der er tale om en omsætning af en tidsmæssig periodisk funktion, som det f.eks. ved figur 1 viste digitale signal. Man taler her om Fourier-række transformationen. En introduktion til denne transformation kan f.eks. findes i [3]. Denne introduktion baserer sig i høj grad på grafiske fremstillinger kombineret med et minimum af analytisk matematik, og er tilstræbt at være intuitiv og let tilgængelig.

Et oscilloskop viser et tidsmæssigt forløb af målte spændingsniveauer, - det viser tingene i tidsdomænet. Oscilloskopets skærm viser altså figur 1.

Et instrument som en spektrumanalysator viser derimod et signal ved dets frekvensindhold og de enkelte frekvensers amplituder, - den viser tingene i frekvensdomænet. Spektrumanalysatorens skærm viser altså figur 2.

Baptiste-Joseph Fourier's usandsynlige opdagelse

Fourier-transformationen er opkaldt efter den franske matematiker Baptiste-Joseph Fourier, som i 1822 opdagede den matematiske sammenhæng mellem signaler i tids- og frekvensdomænet i forbindelse med undersøgelser vedrørende varmeledning (altså ikke relateret til signalanalyse!). I [1] anføres, at Fourier ikke gav et matematisk korrekt bevis for opdagelsen, og opdagelsen forekom tidens førende matematikere at være så usandsynlig, at det i en længere årrække var umuligt for Fourier at få optaget sine artikler i de kendte tidsskrifter.

Det er da også tankevækkende, at Fourier udledte denne matematiske transformation set ud fra, at man først langt over 100 år senere, praktisk kunne begynde at anvende sammenhængen. En praktisk anvendelse af Fourier-transformationen (Fast Fourier Transform (FFT)) blev beskrevet i 1965, og den første kommercielt tilgængelige spektrum analysator baseret på anvendelse af dette princip, så først dagens lys i 1967 [2].



I [3] behandles eksempelvis det på figur 3 viste digitale signal med periodetid T = 1,00 μ s (svarende til frekvensen f = 1,00 MHz) i tidsdomænerepræsentationen.

Figur 3. Digitalt spændingssignal i tidsdomænerepræsentation.

Den tilsvarende frekvensdomænerepræsentation er vist ved figur 4.



Figur 4. Tilsvarende frekvensdomænerepræsentationen for signalet ved figur 3, vist for frekvenser op til 30 MHz.

Der er et betydeligt indhold af de harmoniske af grundfrekvensen på 1,00 MHz, og dette er karakteristisk for digitale signaler.

UNDERVISNINGSELEMENT E1	metrologi.dk	SIDE 4
-------------------------	--------------	--------

3 Introduktion til spektrumanalysatoren

En spektrumanalysator kan kort beskrives som et måleinstrument, hvor indgangssignalet er en tidsvarierende spænding. Inde i spektrumanalysatoren sweeper et båndpasfilter hele tiden over det frekvensområde man har valgt (den horisontale akse på figur 2), og en repræsentation af indgangsspændingens spændingsamplitude af den frekvens, som passerer gennem båndpasfilter, vises tilsvarende op af den vertikale akse på figur 2. Ved betegnelsen "en repræsentation" af indgangsspændingens spændingsamplitude forstås en størrelse, som er en bearbejdning af indgangsspændingens amplitude.

I spektrumanalysatoren foretages en detektion af indgangsspændingen, dvs. umiddelbart efter denne detektor haves indgangsspændingens amplitudeværdi. Denne spænding kan så udsættes for forskellige bearbejdninger, og resultatet vises op ad den vertikale akse. Der kan f.eks. være tale om visning af

- Peak-værdien: Her foretages ingen yderligere behandling, amplitudeværdien af indgangsspændingen vises.
- Peak-hold: Her fastholdes det maksimale niveau af amplitudeværdien indtil det manuelt resettes.
- Middelværdi: Her vises en midling af amplitudeværdien med en given tidskonstant. Her er det vigtigt, ikke at ækvivalere denne spektrumanalysatorvisning med middelværdibegrebet som formuleret i kredsløbsteorien, hvor en vekselspænding ensrettes og derefter midles med en given tidskonstant. For spektrumanalysatoren gælder,

at det er peak-værdien som bliver udsat for en midling, og resultatet af denne behandling afsættes op ad spektrumanalysatorens vertikale akse. Eksempelvis vil en ren svingning med konstant amplitude vil give samme aflæsning for middelværdimålingen som for peak-værdimålingen, når visningen er stabiliseret. Forskellen mellem en peak-værdivisning og en middelværdivisning vil være til stede, hvis indgangsspændingen varierer i amplitude over tiden, - her vil peakværdivisningen variere/følge med amplituden umiddelbart, mens middelværdien (som betegnelsen antyder) vil give en mere langsom varierende visning.

 Effekt: Her vises hvor meget effekt indgangsspændingen afsætter i spektrumanalysatorens indgangsmodstand, som altid er valgt at være 50 Ω. I denne visning indgår der også en midlingsfunktion.

I modsætning til et oscilloskop er en spektrumanalysator er ikke konstrueret til at vise DCindgangsspændinger, så den laveste frekvensangivelse på den horisontale akse vil altid være en frekvensangivelse større end 0 Hz (typisk flere kHz).

I afsnittet " Opsætning af spektrumanalysator (fabrikat GW Instek, type Spectrum Analyser GSP-810)" vil der blive fulgt op med nogle praktiske overvejelser og praktisk relaterede indstillinger af den anvendte spektrumanalysator.

4 Filtrering af elektromagnetisk støj med kondensator

En Switch Mode Power Supply (SMPS) er tiltænkt at skulle generere en DC-spænding (altså frekvens 0 Hz), men den digitale skiftning internt genererer frekvenser typisk langt op i MHz-området, som foregående figur 4 viser. Figur 5 viser principdiagrammet for en SMPS med lysnet og belastning tilsluttet. De genererede frekvenser burde ideelt forblive internt i konstruktionen, men skulle de optræde på de tilsluttede forbindelser (her lysnettet og DC-udgangen), så skal deres niveau være under nogle fastlagte grænseværdier.



Figur 5: SMPS med lysnet og belastning tilsluttet

Der vil så godt som altid være behov for at dæmpe de internt genererede frekvensers udbredning på de tilsluttede forbindelser, og hertil er kondensatoren en af de komponenter, som er anvendelig.

Størrelsen af en kondensators impedans Z_c er ideelt omvendt proportional med frekvensen, idet

$$Z_{\rm C} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} \tag{1}$$

En kondensator indsat som vist på figur 6 burde derfor virke støjbegrænsende, idet den ideelt virker som en bedre og bedre ledningsvej for de støjstrømme som hører til stigende støjfrekvenser. Støjstrømmene cirkuleres tilbage til SMPS'en før de når ud i tilledningerne til belastningen.

Noget tilsvarende gør sig også gældende for lysnettilslutningen.



Figur 6: SMPS med filterkondensator og belastning

5 Lovmæssig regulering af elektromagnetisk støj

En relevant problemstilling i sammenhæng med digital effektelektronik er begrænsning af den elektromagnetiske emission af støj ud på de tilsluttede ledninger. For en SMPS gælder det f.eks. lysnettilslutningen og de ledninger, som fører til den belastning, som SMPS'en skal levere elektrisk effekt til. Her er lysnettilslutningen at betragte som den typisk mest kritiske, specielt da man via den umiddelbart kan udsætte mange andre apparater for "ens egne" forstyrrelser, idet lysnettet er et meget stort netværk med mange brugere.

For at begrænse og styre udsendelsen af elektromagnetisk støjemission på lysnettet, er der på verdensplan opsat regler/love for den maksimale støjemission. Her bruger man ordet "regulering" om disse love, og for EU er denne regulering givet ved, at direktivet for Elektromagnetisk Kompatibilitet (Electromagnetic compatibility) med nummereringen 2014/30/EU, skal overholdes.

EMC direktivet har en verbal udformning af det som skal overholdes, benævnt "Væsentlige krav", og disse er formulerede som (bilag I i direktivteksten):

Udstyr skal være udformet og fremstillet under hensyn til den nyeste udvikling således, at:

a) det ikke frembringer kraftigere elektromagnetiske forstyrrelser, end at radio- og telekommunikationsudstyr eller andet udstyr kan fungere efter hensigten
b) det har den immunitet over for elektromagnetiske forstyrrelser, der kan forventes i forbindelse med dets tilsigtede anvendelse, og som gør, at dets funktion ikke forringes i uacceptabel grad.

Der er altså både krav til emissionen (a) og immuniteten (b). Der er ikke specificerede tekniske krav såsom f.eks. testmetoder og numeriske grænseværdier i direktivet. Dette er med fuldt overlæg, idet et direktiv gerne skulle være anvendeligt i mange år (typisk et spænd på 10 år eller mere), selv om den tekniske udvikling sædvanligvis er markant over f.eks. 10 år. Direktivet er noget, som skal indføres ved lov i de enkelte medlemslande.

De tekniske krav finder man i EMC standarder. De udvikles internationalt af de nationale standardiseringsorganer, som ønsker at deltage. I Danmark er det nationale standardiseringsorgan Dansk Standard. Når standarderne efter flere hørings- og behandlingsomgange defineres at have nået stadet af endeligt forslag, stemmer alle de nationale standardiseringsorganer om standarden skal være endelig. Stemmer et passende stort antal af organerne positivt, så er den internationale standard vedtaget og træder i kraft. Der er sædvanligvis parallelafstemning, således at den også vedtages i EU, men i EU opsættes der tidsmæssige frister bl.a. for hvornår standarden må anvendes og, væsentligt, hvornår standarden er den eneste gældende. Der er typisk tale om en overgangsperiode på 3 op til 5 år fra vedtagelse, før den nye standard bliver eneste gældende i EU. Påhæftelsen af disse tidsfrister bevirker også at EU giver standarden et specifikt EU-navn. I EU skal standarder i modsætning til direktiver ikke indføres ved national lov, de indføres i EU af kommissionen.

En EMC-standard for emission som er hyppigt anvendt, da den dækker et bredt produktområde, er *EN 55032: Electromagnetic compatibility of multimedia equipment - Emission requirements*. Denne standard er i EU-systemet benævnt EN 55032, mens den helt tilsvarende internationale standard hedder CISPR 32.

Akronymet CISPR?

CISPR er et akronym for den franske titel: Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques

Tilsvarende findes for immunitet for samme produktgruppe standarden *EN 55035: Electromagnetic compatibility of multimedia equipment - Immunity requirements*. Denne standard er i EU-systemet benævnt EN 55035, mens den helt tilsvarende internationale standard hedder CISPR 35. EMC direktivet er frit tilgængeligt på nettet på medlemslandenes sprog, mens standarderne skal købes f.eks. hos Dansk Standard. Standardsproget er altovervejende engelsk, der er dog for en standard købt hos Dansk Standard sædvanligvis et par indledende sider på dansk.

Som eksempel på noget målt standardiseringsmæssigt vises ved figur 7 et måleblad for en test for emissionen på lysnettilledningerne gældende for en SMPS.



Figur 7. Måleresultatet for en SMPS af emissionen ud på lysnettet i frekvensområdet 150 kHz til 30 MHz

Der eksisterer to sæt grænseværdier i EN 55032/CISPR 32, forskellen afgøres af den valgte behandling af det detekterede indgangssignal, enten QuasiPeak (QP) eller middelværdi (Avg). De blå rhomber markerer udvælgelserne af de frekvenser som er relevante i forhold til overholdelsen af QP grænseværdierne i EN 55032/CISPR 32. SMPS'en passerer testen med god margin, da den øverste røde kurve er grænseværdien for den blå målekurve, og den stiplede røde er grænseværdien for den grønne målekurve.

For SMPS'ens digitale oscillatorfrekvens gælder, at den er sat op til at variere/modulere over frekvensområdet ca. 650 kHz til ca. 750 kHz. Oscillatorens arbejdsprincip bevirker, at dette frekvensområde ikke optræder specielt markant på målebladet og at der optræder mange andre frekvenser. Det gælder bl.a. de frekvenser man bemærker under ca. 400 kHz, - disse opstår som følge af oscillatorens modulationsfrekvens. Hvis oscillatoren var udformet til at afgive en fast frekvens, ville denne og de tilhørende harmoniske (i lighed med figur 4) optræde med betydelig styrke, som måske kunne overstige grænseværdien. Princippet "udsmører" således styrken af de anvendte frekvenser over måleområdet. Man opnår dermed, at det bliver nemmere at overholde grænseværdierne.

6 Elektriske ækvivalentdiagrammer med filterkondensator

Højfrekvensmæssigt (HF-mæssigt) vil det simpleste ækvivalentdiagram omfattende SMPS, filterkondensator og belastning se ud som følger.



Figur 8. HF-mæssigt ækvivalentdiagram for SMPS, filterkondensator og belastning

Ækvivalentdiagrammet givet ved figur 8 kan principielt gælde de HF-mæssige egenskaber både for SMPS'ens lysnetindgang og dens DC-udgang. I det følgende betragter vi for simpelhedens skyld DCudgangen.

I figur 8 leverer en generator G støjspændingen U_G og Z_G er SMPS'ens HF-udgangsimpedansen. Z_L er belastningens HF-indgangsimpedans og Z_C er filterkondensatorens impedans. U_L er støjspændingen, som måles over SMPS'ens udgangsterminaler og dermed også støjspændingen over belastningen Z_L .

Det meget væsentlige ved figur 8 er, at det er de HFmæssige egenskaber, som skal betragtes. En SMPS's tiltænkte anvendelse er at give en stabil DCspænding op til en vis maksimal strømværdi. For DC vil udgangs-impedansen være lille (mindre end 0,1 Ω). For de uønskede HF frekvenser er både udgangsimpedansen Z_G af SMPS'en og indgangsimpedansen Z_L af belastningen typisk i størrelsesordenen af adskillige Ω op til en k Ω , og varierer med frekvensen.

Størrelsen $\frac{U_L}{U_G}$ er et udtryk for hvorledes støjen egentlig optræder ude i kredsløbet, som er tilsluttet SMPS'en.

Ved anvendelse af kredsløbsteori for figur 8 kan følgende udledes for $\frac{U_L}{U_C}$.

I det simple tilfælde, hvor filterkondensatoren udelades (altså det samme som at sige, at Z_c er uendelig stor) vil $\frac{U_{L0}}{U_G}$ være givet ved

$$\frac{J_{LO}}{U_G} = \frac{Z_L}{Z_G + Z_L}$$
(2)

Med en endelig værdi af Z_C findes

$$\frac{U_L}{U_G} = \frac{Z_L \cdot Z_C}{Z_G \cdot Z_L + (Z_G + Z_L) \cdot Z_C}$$
(3)

Som før nævnt kan de HF-mæssige værdier af både Z_G og Z_L forventes at være være mange Ω , - for at illustrere intervallet kan det realistisk spænde fra ca. 5 Ω til ca. 500 Ω , altså en spændvidde med en faktor 100!

Som eksempel på betydningen af dette, vil der senere i form af tabel 2 blive præsenteret beregninger, hvor (3) anvendes.

En anvendelig fremgangsmåde kunne være at indsætte en kondensator, hvis værdi forventes at være realistisk. Herefter måles støjen over Z_L, typisk med en spektrumanalysator, hermed har man en bedre mulighed for vurdere om kondensatorens værdi skal være et antal gange større eller man kan reducere værdien et antal gange.

Den mest anvendte visningsform for de målte amplitudeværdier ved brug af en spektrumanalysator, er i form af så og så mange dB. Derfor er det nu på sin plads at omtale dB-begrebet.

7 Introduktion og definition af dB-begrebet

I forbindelse med brug af en spektrumanalysator er det essentielt med kendskab til dB-begrebet, da udlæsning af de målte amplitudeværdier som oftest sker i form af dB-værdier. Derfor behandles dBbegrebet i det følgende.

Lidt historisk om Decibel (dB)

Decibel (dB) er en typisk teknisk ingeniørmæssig opfindelse. Som eksempel på anvendelsesbaggrunden kan en forstærkeranvendelse betragtes:

I et apparat har man brug for en pænt stor forstærkning på mindst 840 gange. Her er erkendelsen, at én enkelt forstærker ikke kan levere dette, - der må flere forstærkere til. De lidt over 840 gange svarer til 58,5 dB. Nu er det intuitivt hurtigere at afgøre om tre forstærkere med henholdsvis 14, 30 og 16 dB's forstærkning (samlet sum 60 dB's forstærkning) er tilstrækkelige, end at tale om tre forstærkere med multiplicering af henholdsvis 5, 32 og 6 ganges forstærkning. Dette er fidusen med dB anvendelsen, - man skal addere/subtrahere i stedet for at multiplicere/dividere! Menneskeligt er det sædvanligvis nemmere at overskue at skulle addere led, end multiplicere de tilsvarende led.

Anvendelsen af enheden blev introduceret i 1924 ved Bell Telephone Laboratories, og blev i 1928 navngivet bel for at hædre telekommunikationspioneren Alexander Graham Bell. Enheden bel har ikke fundet anvendelse, - det er decibel, som praktisk anvendes. Bemærk at ordet bel optræder med stort bogstav i forkortelsen dB.

dB er forkortelsen af decibel. dB kan principielt kun anvendes i forbindelse med relative målinger, altså som ovenfor, hvor man betragter en belastningsspænding U_L i forhold til en generators spænding U_G. Overfor støj er en dæmpning sædvanligvis ønskelig, i andre anvendelser bruges dB i forbindelse med en forstærkning. En størrelse L påhæftet enheden decibel (dB) defineres som et logaritmisk forhold mellem to effektstørrelser P1 og P0

$$L dB = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_1}{P_0} dB$$
 (4)

Er der f. eks. tale om to effektafsættelser P_1 og P_0 i samme modstand R vil der for de tilsvarende spændinger U_1 og U_0 gælde

$$L dB = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_1}{P_0} dB = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_1^2}{R} / \frac{U_0^2}{R} \right) dB =$$

 $10 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_1^2}{U_0^2} \right) dB = 20 \cdot \log_{10} \frac{U_1}{U_0} dB$ (5)

Sidste udtryk i (5) har man definitionsmæssigt valgt at give generel anvendelse.

Hermed defineres dB-enheden som

For effekt-/intensitetsforhold ved (4) (bemærk faktoren 10 for log₁₀-forholdet).

For amplitudeforhold ved (5) (bemærk faktoren 20 for log₁₀-forholdet).

Eksempler på definitionerne (4) og (5)

Eksempler på definitionen (4): effekt₁/effekt₀, arbejde₁/arbejde₀, lydintensitet₁/lydintensitet₀, lysintensitet₁/lysintensitet₀ m.m.

Eksempler på definitionen (5): spænding1/spænding0, strøm1/strøm0, lydtryk1/lydtryk0, lysstyrke1/lysstyrke0 m.m.

Noget mere kompliceret kan man også udtrykke (5) generelt som gældende for kvadratrodsforhold.

dB er ikke en fysisk enhed

Enheden dB er formelt ikke en fysisk enhed, og den er dimensionsløs, da den repræsenterer et forhold mellem to fysiske størrelser af samme type.

Formelt ville det være ganske korrekt kun at opføre (4) som

 $L = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_1}{P_2}$.

Imidlertid vælges at skrive L dB udelukkende for at signalere, at der er tale om, at den numeriske værdi L er beregnet efter det specielle dB-begreb.

For det reciprokke udtryk af (4) gælder

 $\frac{P_1}{P_0} = 10^{\frac{L}{10}}$ (6)

For det reciprokke udtryk af (5) gælder

$$\frac{U_1}{U_0} = 10^{\frac{L}{20}}$$
(7)

Eksempel 1 på direkte dB-beregning i forbindelse med filterbetragtning

For at vende tilbage til bestemmelse af filterkondensatoren kan man antage, at en måling har vist, at støj-spændingen U_L over belastningen skal reduceres med yderligere L_f = 7 dB. Der er her tale om et amplitude-forhold, så definition (4) skal anvendes, og da reduktionsforholdet $\frac{U_{L1}}{U_{L0}}$ skal findes, anvendes (6). L_f = 7 dB svarer til et reduktionsforhold $\frac{U_{L1}}{U_{L0}} = 10^{\frac{7}{20}}$ = 2,2 gange.

Eksempel 2 på direkte dB-beregning i forbindelse med EMC-regulering

Fra figur 7 kan man se, at der for standarden EN 55032/CISPR 32 gælder, at QP-værdien af støjspændingen på lysnettilslutningen (AC mains power port) i frekvensområdet 5 – 30 MHz skal være mindre end eller lig med L_{AC} = 60 dBµV. Udtrykket dBµV skal tolkes som, at der for U₀ i (5) gælder at U₀ = 1 µV. (7) anvendt giver for U₁ U₁ = 1 µV · 10^{$\frac{60}{20}$} = 1 mV

For den 7. harmoniske fra figur 4 gælder, at den numeriske værdi for amplituden I₇ fra [3] kan findes til at være I₇ = 0,45 V. Denne værdi er altså 450 gange større end grænseværdien U₁ = 1 mV. Den 7. harmoniske skal altså dæmpes mindst 450 gange før den må optræde på lysnettilslutningen. Der skal altså være kredsløb i SMPS' en som skal sørge for at opnå denne amplitudedæmpning D₇ ≥ 450 gange = $20 \cdot \log_{10} 450 \text{ dB} = 53 \text{ dB}.$

Lidt mere historisk om dB

dB-enheden relaterer sig tilbage til tiden, hvor man udførte multiplikationer/divisioner med regnestok, man havde ikke de digitale beregningsmetoder (fra lommeregner, smartphone, regneark, LabVIEW, MATLAB til avancerede simuleringsværktøjer) som anvendes helt generelt nu.

I dag ville dB-enheden sikkert ikke blive introduceret, men den har nu rodfæstet sig gennem årtiers brug, og er derfor stadig særdeles anvendt. I tabel 1 til højre er for en række værdier af dB oplistet de tilsvarende forholdstal, gældende både for effekt- og amplitudeforhold.

I eksemplerne i tabel 2 på næste side, er værdier fra tabel 1 anvendt.

dR værdi	Effekt-	Amplitude-
ub-værur	forhold	forhold
60	$1,0 \cdot 10^{6}$	1,0 · 10 ³
50	1,0 · 10 ⁵	$3,2 \cdot 10^2$
40	$1,0 \cdot 10^{4}$	1,0 · 10 ²
30	1,0 · 10 ³	32
20	1,0 · 10 ²	10
19	79	8,9
18	63	7,9
17	50	7,1
16	40	6,3
15	32	5,6
14	25	5,0
13	20	4,5
12	16	4,0
11	13	3,5
10	10	3,2
9	7,9	2,8
8	6,3	2,5
7	5.0	2.2
6	4,0	2,0
5	3,2	1,8
4	2.5	1.6
3	2.0	1.4
2	1.6	1.3
1	1.3	1.1
0	1.0	1.0
- 1	0.79	0.89
- 2	0.63	0.79
- 3	0.50	0.71
- 4	0.40	0.63
- 5	0.32	0.56
- 6	0.25	0.50
- 7	0.20	0.45
- 8	0.16	0.40
- 9	0.13	0.35
- 10	0.10	0.32
- 11	$7.9 \cdot 10^{-2}$	0.28
- 12	$6.3 \cdot 10^{-2}$	0.25
- 13	$5.0 \cdot 10^{-2}$	0.22
- 1/	10^{-2}	0.20
- 15	+,0 10 2.2.10 ⁻²	0,20
- 15	$3,2 \cdot 10^{-2}$	0,18
- 10	$2,5 \pm 10^{-2}$	0,10
- 17	$1.6 \cdot 10^{-2}$	0,14
- 10	1,0 10 1 2 . 10 ⁻²	0,11
- 19	10.10-2	0,11
- 20	10.10-3	2 2 . 10 ⁻²
- 30	1.0.10-4	5,2 · 10 -2
- 40	1,0 10-5	1,U·1U ⁻
- 50	1,0 10-6	5,Z·10 ⁻³
- OU	1,0 · 10 °	
tileverand	nnennæng mell	enn ab-væral og
uisvarena	е ејјект- од атр	πιααειοποία

dB- værdi	dB-værdi i "tabelfaktorer"	Effektforhold opløst i faktorer	Resulterende effektforhold	Amplitudeforhold opløst i faktorer	Resulterende amplitudeforhold
87	7 + 40 + 40	$5,0 \cdot 10^4 \cdot 10^4$	5,0 ·10 ⁸	2,2 · 100 · 100	$2,2 \cdot 10^4$
42	2 + 40	1,6 · 10 ⁴	1,6 · 10 ⁴ (= 16.000)	1,3 · 10 · 10	130
35	15 + 20	$32 \cdot 10^2$	3,2 · 10 ³ (= 3.200)	5,6 · 10	56
- 26	- 6 - 20	0,25 · 10 ⁻²	2,5 · 10 ⁻³	$0,50 \cdot 10^{-1} = 5,0 \cdot 10^{-1} \cdot 10^{-1}$	5,0 · 10 ⁻²
- 74	- 14 - 60	0,040 · 10 ⁻⁶ = 4,0· 10 ⁻² · 10 ⁻⁶	4,0 · 10 ⁻⁸	$0,20 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 2,0 \cdot 10^{-1} \cdot 10^{-3}$	2,0 · 10 ⁻⁴
- 99	- 19 - 40 - 40	$0,13 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-4}$ $= 1,3 \cdot 10^{-1} \cdot 10^{-8}$	1,3 · 10 ⁻⁹	$0,11 \cdot 10^{-2} \cdot 10^{-2}$ $= 0,11 \cdot 10^{-4}$	1,1 · 10 ⁻⁵

Eksempler på brug af dB-tabel

Tabel 2. Eksempler på effekt- og amplitudeforhold

Eksempel på betydning af forskellige generator- og belastningsimpedanser

For at illustrere, hvad de indgående impedanser med det forventelige variationsområde betyder for (2), er der i tabel 3 nedenunder opført de værdier af støjdæmpningsforholdet U_L/U_G , som en kondensator med en impedans $Z_C = 2 \Omega$ giver. (Bemærk da kondensatorens impedans er frekvensafhængig, gælder de 2 Ω kun for én frekvens).

Sidste kolonne (markeret med lys grøn) er et mål for, hvor meget støjdæmpningen relativt varierer, når Z_G og Z_L varierer. For den minimale værdi af U_L/U_G gælder min $\left(\frac{U_L}{U_G}\right) = 2,8 \cdot 10^{-3}$.

Sidste række (markeret med lys gylden) med ens værdier $Z_G = Z_L = 50 \Omega$, og stor værdi af Z_C på 1,0 M Ω , er en god indikation af spændingsdelingen, som (1) forudsiger. I HF-måleopstillinger er rent resistive værdier af $Z_G = Z_L = 50 \Omega$ helt dominerende.

Z _G [Ω]	Zι [Ω]	Zc [Ω]	UL/UG (dimensionsløs)	Uı/Ug [dB]	$\frac{U_{\rm L}}{U_{\rm G}} / \min\left(\frac{U_{\rm L}}{U_{\rm G}}\right)$
5	5	2	2,2 · 10 ⁻¹	- 13	78
5	50	2	2,8 · 10 ⁻¹	- 11	98
5	500	2	2,8 · 10 ⁻¹	- 11	100
50	5	2	2,8 · 10 ⁻²	- 31	10
50	50	2	3,7 · 10 ⁻²	- 29	13
50	500	2	3,8 · 10 ⁻²	- 28	13
500	5	2	2,8 · 10 ⁻³	- 51	1,0
500	50	2	3,8 · 10 ⁻³	- 48	1,3
500	500	2	4,0 · 10 ⁻³	- 48	1,4
50	50	1,0 · 10 ⁶	0,50	- 6,0	

Tabel 3. Udvalgte værdier indsat i (3)

Fra tabel 3 kan man bl.a. bemærke:

	UNDERV	ISNINGSE	LEMENT E1
--	--------	----------	-----------

- Da det dimensionsløse forhold UL/UG er mindre end 1 (der er tale om dæmpning af støjspændingen), bevirker dette, at UL/UG med enheden dB består af lutter negative værdier.
- 2. Sidste kolonne viser, at selv om der er tale om samme kondensatorimpedans $Z_C = 2 \Omega$, så

bevirker variationen med op til en faktor 100 mellem generator- og belastningsimpedanserne Z_G og Z_L, at støjdæmpningsforholdet U_L/U_G også varierer med op til en faktor 100.

8 Eksempel på måleopstilling til udmåling af en kondensators impedans

Inden for HF-teknikken er det i praksis særdeles vanskeligt kredsløbsmæssigt, at operere både med impedanser på tilstræbt 0 ohm og meget høje impedanser over adskillige k Ω . Dette skyldes, at alle komponenter ved HF vil være ikke-ideelle i større eller mindre grad. De fundamentale elementer i kredsløbsteknikken er resistanser/modstande (R), kondensatorer (C), induktanser/spoler (L), spændingsgeneratorer, strømgeneratorer og måleinstrumenter som spændingsmålere/voltmetre og strømmålere/amperemetre. Ved DC og lave frekvenser (af størrelsesorden op lige over audiofrekvenser, ca. 20 kHz) kan man sædvanligvis regne de fundamentale elementer for værende ideelle. Fra de 20 kHz og op i frekvens (HF) vil f.eks. selv en modstand begynde at udvise mærkbar kondensator- og spolevirkning afhængig af frekvensområdet. Tilsvarende vil f.eks. en spændingsgenerator med ideel udgangsimpedans på 0 Ω, begynde at få en mærkbar udgangsimpedans større end 0 Ω , og et voltmeter begynde at få en mærkbar indgangsimpedans mindre end uendelig stor.

Når man nu erkender, at det ikke kan lade sig gøre at have disse ideelle generatorer og måleinstrumenter, så er det næstbedste, at lade en generator have en udgangsimpedans på 50 Ω (altså rent resistiv), og lade et måleinstrument have en indgangsresistans også på 50 Ω . Det er nemlig værdier, man kan opnå i praksis.

Fra afsnittet 6 Filtrering af elektromagnetisk støj med kondensator fremgår, at en kondensatorens impedans er meget afgørende for dens evne til at virke som filterkomponent. Det vil derfor være anvendeligt at opsætte en principopstilling til at udmåle en kondensators impedans.

Princippet vist ved diagrammet i figur 8 kan vælges som basis for en sådan måleopstilling. I dette diagram erstattes Z_G og Z_L med rene resistanser $R_G = R_L$ = 50 Ω . Hermed fås følgende diagram, figur 9.



Figur 9. Målekredsløb til bestemmelse af en kondensators filtervirkning

I figur 9 er det indstiplede instrument til venstre altså en generator, som kan levere en spænding og som samtidig har en udgangsimpedans på 50 Ω . Denne praktiske generator kan fremstilles kredsløbsmæssigt som bestående af en ideel spændingsgenerator G i serie med en ideel resistans $R_G = 50 \Omega$.

Virtuelle komponenter

Den indstiplede generator er et eksempel på, hvorledes man til beregningsformål modellerer en praktisk generator med virtuelle komponenter. Hvis man f.eks. "åbnede" den stiplede "kasse" til højre i figur 9, så vil man ikke kunne finde G og R_G direkte. Den praktiske generator vil bestå af mange konkrete ("rigtige") komponenter, og de to viste komponenter er "kun" noget man anvender til analyse og beregninger. Kombinationen af de to viste virtuelle og ideelle komponenter, G og R_G, giver korrekte beregningsresultater, når den stiplede kasse betragtes som et samlet hele.

Det indstiplede måleinstrument til højre (Belastning) kan altså modelleres som bestående af en indgangsimpedans $R_L = 50 \Omega$ med et ideelt voltmeter til at måle spændingen over R_L .

Den samlede måleopstillingen består altså kun af to instrumenter, den stiplede generator til venstre og det stiplede spændingsmåleinstrument til højre. Ud over disse instrumenter er der en ledningsforbindelse, som forbinder kondensatoren med måleinstrumenterne.

Fra figur 9 og ved anvendelse af (3) kan kondensatorens impedans Z_c bestemmes ved

$$Z_{\rm C} = \frac{1}{\left(\frac{U_{\rm G}}{U_{\rm I}} - 2\right)} \cdot 50 \ \Omega \tag{8}$$

Problemet er her, at U_{G} ikke er tilgængelig, kun U_{L} kan måles.

Dette kan klares ved at udføre en referencemåling, hvor kondensatoren ikke er indsat. UL benævnes for denne måling ULO.

Fra figur 9 kan intuitivt indses, at U_{L0} er den halve af $U_G,$ og dette resultat kan da også fås fra (2):

$$U_{L0} = U_G/2 \tag{9}$$

Nu kan (9) indsættes i (8) og en given kondensators impedans $Z_{\rm C}$ bliver

$$Z_{C} = \frac{1}{\left(\frac{2 \cdot U_{L0}}{U_{L}} - 2\right)} \cdot 50 \ \Omega = \frac{1}{\left(\frac{U_{L0}}{U_{L}} - 1\right)} \cdot 25 \ \Omega \tag{10}$$

9 Forhold, som influerer på måleusikkerheden

I opstillingen vist ved figur 9 vil U_L falde med stigende frekvens som følge af den indsatte kondensators faldende impedans. For at opnå bedst muligt signal/støj forhold ved måling af U_L i figur 9 bør U_G indstilles til den størst anvendelige. Med de elektriske effektniveauer, som G maksimalt kan præstere (i størrelsesordenen 1 mW) er der ingen fare for overbelastning af de tilsluttede komponenter.

Måleforbindelsen fra generator til belastning i figur 9 er i praksis udformet som et overklippet coaxialkabel (type RG 58), som er sammenloddet igen via en ledningsterminal. Ledningsterminalen fungerer som komponentfikstur til montering af kondensatoren C. Et foto af hele måleforbindelsen med længde 30 cm, er vist på nedenstående figur 13.

Måleforbindelsen vil influere på måleresultatet, og denne indflydelse vil blive større for stigende frekvens. Som al anden ledningsforbindelse har måleforbindelsen en endelig udbredelseshastighed, og derfor skal der anvendes transmissionsledningsteori, når den samlede ledningslængde (i dette tilfælde 30 cm) bliver sammenlignelig med bølgelængden for signaler i måleforbindelsen.

En størrelsesorden for bølgelængden i måleforbindelsen er ca. 2/3 af bølgelængden for den tilsvarende bølgeudbredelse i vakuum. I runde tal er bølgelængden i vakuum 15 meter ved frekvensen 20 MHz, det vil sige bølgelængden for signaler er ca. 10 m i måleforbindelsen ved 20 MHz. Usikkerheden stammende fra de transmissionsmæssige egenskaber for de følgende målinger vurderes at kunne negligeres, hvis længden af måleforbindelsen er mindre end 1/10 af bølgelængden, altså mindre end ca. 1 m. Længden af måleforbindelsen er som nævnt 30 cm og højeste anvendte frekvens er netop 20 MHz, så betingelsen er opfyldt.

Målingen af generator- og belastningsspændingen vil også bidrage med usikkerhed. Det er i manualen for den anvendte spektrumanalysator [4] opført at amplitudemålingen har en typisk usikkerhed på \pm 1,5 dB, svarende til ca. \pm 19 %. Usikkerheden for frekvensvisningen er ikke opført, men den skønnes at være ubetydelig i forhold til usikkerheden på amplitudevisningen.

Den samlede måleusikkerhed skønnes at være i størrelsesordenen ± 20 %, idet bidraget fra usikkerheden på amplitudemålingen vil være langt det dominerende. Denne værdi vurderes at være tilstrækkelig lav til at kunne understøtte de konklusioner som opstilles.

Generelt er opnåelse af lav måleusikkerhed ikke af største prioritet i denne fremstilling. Det erkendelsesmæssige aspekt er af større betydning.

10 Opsætning af spektrumanalysator (fabrikat GW Instek, type Spectrum Analyser GSP-810)

I figur 9 indgår en generator og belastning. Begge disse instrumenter er indeholdt i ovennævnte spektrumanalysator GSP-810, og derfor er denne valgt til målingerne. Generatoren i GSP-810 er i form af en tracking-generator. En tracking-generator har den funktion, at udgangsspændingen fra denne netop har samme frekvens som den frekvens spektrumanalysatorens båndpasfilter er indstillet til. Denne synkronisering sker internt i instrumentet. Et foto af GSP-810 med måleforbindelsen monteret mellem tracking-generatorudgangen og spektrumanalysatorindgangen er vist ved figur 10.

Den højeste målefrekvens er valgt til at være 20 MHz, og den laveste målefrekvens på 150 kHz er bestemt af den lavest mulige arbejdsfrekvens for GSP-810. Praktisk opsætningsmæssigt foregår dette ved at indstille GSP-810 som:

Center frequency:	10,0	MHz
Span:	2,00	MHz/div

Da skærmen på GSP-810 er opdelt i totalt 10 divisioner (div) starter måleområdets horisontale akse ved nominelt 0 MHz (i praksis 150 kHz) og slutter ved 20 MHz. Denne indstillingsmåde er bestemt af indstillingsmulighederne for GSP-810. På andre spektrumanalysatorer med mere udbyggede funktioner vil der kunne vælges en start- og en slutfrekvens, men GSP-810 har kun muligheden at sætte en centerfrekvens, og så brede den benyttede frekvensområde ud derfra, ved at sætte spanværdien passende.

For at opnå at måle med mindst mulig egenstøj for instrumentet skal spektrumanalysatorens båndpasfilter (resolution bandwidth) indstilles til laveste værdi. Med den valgte centerfrekvens på 10 MHz begrænser GSP-810 denne minimale værdi til

Resolution bandwidth: 220 kHz

For at opnå det største visningsområde på spektrumanalysatorens vertikale akse indstilles Reference level til

Reference level: - 30 dBm

For at opnå en så støjsvag aflæsning af målekurven på spektrumanalysatorens skærm udføres en midling af kurven ved at indstille funktionen Average til

32 traces

Ovenstående indstillinger er fundet at være de optimale med de begrænsningerne som GSP-810 byder på. For yderligere oplysninger henvises til hjemmesiden for GSP-810 [4]. Brugermanualen findes under fanen "Download".

Average:

11 Introduktion af dBm-værdier

Indgangsspændingens niveau L_m kan ved brug af GSP-810 kun foretages ved at aflæse værdierne på spektrumanalysatorens vertikale akse i form af enheden dBm. Denne enhed skal derfor defineres.

 $L_m \ er \ defineret \ som$

 $L_m dBm = 10 \cdot log_{10} \frac{P_L}{1 \text{ mW}} dBm$ (11),

hvor P_L er den elektriske effekt, som afsættes i spektrumanalysatorens indgangsimpedans R_L = 50 Ω .

Der er altså tale om en anvendelse af (4), hvor P_0 er fastsat til 1 mW.

I afsnittet "Eksempel på måleopstilling til udmåling af en kondensators impedans" omtales brugen af en referencemåling, hvor hvor kondensatoren C ikke er indsat. Ved denne referencemåling findes niveauet Lm0, og når en kondensator C er indsat findes niveauet Lm.

$$L_{m0} dBm = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{L0}}{1 \text{ mW}} dBm$$
 (12)

$$L_{m} dBm = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{L}}{1 \text{ mW}} dBm$$
(13)

Fra definitionerne af logaritmefunktionerne haves

$$L_{m0} - L_{m} = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{L0}}{1 \text{ mW}} - 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{L}}{1 \text{ mW}}$$
$$= 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\frac{P_{L0}}{1 \text{ mW}}}{\frac{P_{L}}{1 \text{ mW}}} \right) dB$$
$$= 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{L0}}{P_{L}} dB$$
(14)

Ved anvendelse af (5) fås

$$L_{m0} - L_{m} = 20 \cdot \log_{10} \frac{U_{L0}}{U_{L}} dB$$
 (15)

og dermed fra (7)

$$\frac{U_{L0}}{U_L} = 10^{\frac{Lm0 - Lm1}{20}}$$
(16)

Forholdet $\frac{U_{L0}}{U_{L1}}$ kan dermed indsættes i ovenstående (10), hvoraf Z_{C1} findes.

Et eksempel

Fra SA'en aflæses følgende værdier:

 L_{m0} dBm = - 34,0 dBm og L_{m1} dBm = - 46,0 dBm. Herfra fås fra (16)

$$\frac{U_{L0}}{U_{L1}} = 10^{\frac{-34,0}{20} - (-46,0)} = 10^{\frac{12,0}{20}} = 10^{0,60} = 4,0$$

og fra (10) fås

$$Z_{C1} = \frac{1}{(4.0 - 1)} \cdot 25 \ \Omega = 8,4 \ \Omega.$$

12 Målinger på kondensatorer



Figur 10. GSP-810 med måleforbindelse bestående af et overklippet og sammenloddet coaxialkabel med komponentfikstur (den grønne skrueklemme). Den lodrette linje (som lige anes) viser markørplaceringen. Hvor den er placeret, kan sammenhørende frekvens og niveau udlæses på displayet over tasterne. Markøren flyttes ved at bruge den store runde drejeknap.

For skærmbilledet gælder, at den horisontale akse starter ved 150 kHz og slutter ved 20 MHz. Indgangssignalets niveau vises op ad den vertikale akse i enheden dBm. De sammenhørende numeriske værdier for målefrekvens og -niveau fremkommer, som nævnt i teksten for figur 10, ved at indstille markørlinjen (den vertikale lysende streg, som lige anes på skærmen), og aflæse disse værdier på spektrumanalysatorens display. Først undersøges om den konstruerede måleforbindelse giver anledning til måleafvigelser i forhold til et ubrudt coaxialkabel af samme type (type RG 58), som vist på figur 11. Figur 12 viser et foto af spektrumanalysatorens skærm for det ubrudte kabel.



Figur 11. Ubrudt coaxialkabel

Ved figur 13 er vist måleforbindelsen og figur 14 viser skærmbilledet for måleforbindelsen uden komponenter.



Figur 13. Måleforbindelse

Det viste "savtak-forløb" på både figur 12 og 14 skyldes noget internt i GSP-810. Effekten af dette kan reduceres som vist på figur 15 ved at anvende normaliseringsfunktionen. Generelt virker en normalisering ved at udkompensere fejl ved referenceopstillingen, altså her måleforbindelsen uden komponenter monteret.

Når man i figurerne 12 og 14 ser bort fra det savtakkede forløb, vil en normalisering altså udkompensere det blødt bølgede forløb. Hvad normaliseringsfunktionen anvender som udgangspunkt (startniveauet, slutniveauet, en middelværdi eller andet) er ikke



Figur 12. Skærmbillede for ubrudt coaxialkabel Det ses, at der ikke er nogen notérbar forskel mellem billederne for det ubrudte coaxialkabel og måleforbindelsen.



Figur 14. Skærmbillede for måleforbindelse

beskrevet i dokumentationen for GSP-810 [4], og det er således ikke kendt i detaljer, hvad udgangspunktet for normaliseringen er. Det er kun tilrådeligt at anvende en funktion, som man kender den fulde virkemåde for. Uagtet dette, er det dog valgt at anvende funktionen her, dels for at give et visuelt bedre, men også målemæssigt mere bekvemt, udgangspunkt. Bortset fra de uundgåelige små "knaster", er den vandrette linje vist på figur 15 således referenceniveauet L_{m0} for alle de følgende målinger.

Detaljer for komponentfiksturen er vist på figur 16.



Figur 15. Effekten af normaliseringsfunktionen



Figur 16. Nærbillede af komponentfiksturen

12.1 Måling på fast 1 % modstand i stedet for kondensator

l den følgende måling er, som en kontrol af måleopstillingens validitet, indsat en metalfilmsmodstand på 10 Ω med 1 % tolerance.



Figur 17. 10,0 Ω 1 % metalfilmsmodstand

Lm₀	Lm1	U_{L0} fro (16)	Z _c , fra (10)
[dBm]	[dBm]	$\overline{U_L}$, IIa (10)	[Ω]
- 34,0	- 46,0	0,60	8,4



Figur 18. Skærmbillede af måling

En rimelig vandret kurve indikerer, at op til 20 MHz er modstandsværdien uafhængig af frekvensen.

Uoverensstemmelsen mellem den målte værdi på 8,4 Ω og den nominelle værdi på 10,0 Ω ligger inden for den skønnede måleusikkerhed på ± 20 %.

12.2 Måling på 1 µF, 63 V, polyester film kondensator



Figur 19. 1 µF, 63 V, polyester film kondensator

Indledningsvis ses, at impedansen falder med stigende frekvens indtil et minimum, hvorefter impedansen stiger igen. Dette er formodentlig ikke som forventet, idet en (ideel) kondensators impedans skulle udvise bestandig faldende impedans for sti-



Figur 20. Tilsvarende skærmbillede

gende frekvens som givet ved (1). Denne erkendelse fører til, at der skal opstilles et ækvivalentdiagram for en kondensator omfattende mere en ideel kondensator.

13 En kondensators ækvivalentdiagram (gældende op til 20 MHz)

Måleresultatet viser den praktiske kondensators parasitkomponenter i form af en serieresistans og en serieinduktans, og impedansens minimum sker ved resonansfrekvensen for forbindelsen af kondensatoren og dens parasitinduktans. Ved serieresonansen haves den praktiske kondensators ækvivalente serieresistans, ESR.

Der kan altså opstilles følgende ækvivalentdiagram



Figur 21. Ækvivalentdiagram gældende for praktisk kondensator op til 20 MHz

For en serieresonanskreds gælder ved resonansfrekvensen $\mathsf{f}_{\mathsf{res}}$

$$\frac{1}{2\pi f_{res} \cdot C} = 2\pi f_{res} \cdot L <= > L = \frac{1}{(2\pi f_{res})^2 \cdot C}$$
(17)

Idet man med tilstrækkelig nøjagtighed kan antage, at C har den værdi, som faktisk er kondensatorens størrelse, kan L bestemmes fra (17), når resonansfrekvensen f_{res} måles.

R bestemmes som tidligere ved at anvende (16) og (10).

Ved anvendelse af dette fås for 1 μF filmkondensatoren fra figurerne 19 og 20.

f_{res}	L _{m0}	Lm1	L	ESR
[MHz]	[dBm]	[dBm]	[nH]	[mΩ]
0,57	- 34,0	- 79,1	78	7,4

13.1 Måling på 1 µF, 35 V, tantal elektrolytisk kondensator



Figur 22. 1 µF, 35 V, tantal kondensator

fres	L _{m0}	Lm1	L	ESR
[MHz]	[dBm]	[dBm]	[nH]	[mΩ]
2,20	- 34,0	- 70,0	5,2	70



Figur 23. Tilsvarende skærmbillede

I forhold til 1 μ F filmkondensatoren (figurerne 19 og 20) er der her tale om en større værdi af ESR, og det afspejler sig i det mere vandrette forløb omkring resonansen. Impedanskurven er faktisk så flad, at man intuitivt ikke ville forbinde impedanskurven på figur 23 med et resonant forløb.

UNDERVISNINGSELEMENT E1

13.2 Måling på 1 µF, 63 V, aluminium general purpose kondensator



Figur 24. 1 μ F, 63 V, aluminium kondensator

fres	L _{m0}	Lm1	L	ESR
[MHz]	[dBm]	[dBm]	[nH]	[mΩ]
2,40	- 34,0	- 67,1	4,4	163



Figur 25. Tilsvarende skærmbillede

Sammenlignet med tantalkondensatoren (figurerne 22 og 23) er der her tale om endnu større værdi af ESR, og det afspejler sig i det meget flade forløb omkring resonansfrekvensen.

Der gælder generelt, at der er større interne tab i elektrolytiske kondensator end for de tilsvarende film typer.

13.3 Måling på 1,5 µF, 25 V, solid state electrolyte aluminium kondensator



Figur 26. 1,5 μ F, 25 V, solid state alu. kondensator

f_{res}	L _{m0}	Lm1	L	ESR
[MHz]	[dBm]	[dBm]	[nH]	[mΩ]
1,47	- 34,0	- 88,8	7,8	1,0



Figur 27. Tilsvarende skærmbillede

I forhold til de foregående tantal og general purpose aluminium kondensatorerne, er der her udpræget tale om et resonant forløb, og altså mindre internt tab

UNDERVISNINGSELEMENT E1

13.4 Måling på 100 nF, 63 V, keramisk X7R kondensator med lange tilledninger



Figur 28. 100 nF, 63 V, keram. kondensator, lang



Figur 29. Tilsvarende skærmbillede

fres	Lmo	Lm1	L	ESR
[MHz]	[dBm]	[dBm]	[nH]	[mΩ]
2,30	- 34,0	- 96,0	48	0,31

Keramiske kondensatorer er generelt kendetegnet ved at besidde lav værdi af ESR.

13.5 Måling på 100 nF, 63 V, keramisk X7R kondensator med korte tilledninger



Figur 30. 100 nF, 63 V, keram. kondensator, kort

f _{res}	L _{m0}	Lm1	L	ESR
[MHz]	[dBm]	[dBm]	[nH]	[mΩ]
4,07	- 34,0	- 88,4	15	1,1



Figur 31. Tilsvarende skærmbillede

Ved at afkorte benlængden opnås markant forøgning af resonansfrekvensen, og dette viser klart, at man skal ofre monteringsforholdene stor opmærksomhed, hvis man ønsker at drage den fulde fordel af den keramiske kondensators egenskaber.

UNDERVISNINGSELEMENT E1

metrologi.dk

13.6 Måling på 22 nF, 63 V, keramisk X7R kondensator med lange tilledninger



Figur 32. 22 nF, 63 V, keramisk kondensator, lang



Figur 33. Tilsvarende skærmbillede

fres	L _{m0}	Lm1	L	ESR
[MHz]	[dBm]	[dBm]	[nH]	[mΩ]
5,25	- 34,0	- 93,1	42	0,49

Samme kommentar som for den keramiske kondensator på 100 nF.

13.7 Måling på 22 nF, 63 V, keramisk X7R kondensator med korte tilledninger



Figur 34. 22 nF, 63 V, keramisk kondensator, kort

f_{res}	L _{m0}	Lm1	L	ESR
[MHz]	[dBm]	[dBm]	[nH]	[mΩ]
10,21	- 34,0	- 98,4	11	0,21



Figur 35. Tilsvarende skærmbillede

Her ses endnu mere udpræget betydningen ved at afkorte benlængden, idet resonansfrekvensen næsten fordobles med den korte benlængde i forhold til den lange benlængde

13.8 Måling på 1 Ω, 1 %, metalfilmsmodstand



Figur 36. 1,00 Ω , 1 %, metalfilmsmodstand



Figur 37. Tilsvarende skærmbillede

L _{m0}	L _{m1}	U_{L0} fro (16)	Z _c , fra (10)
[dBm]	[dBm]	U _L , IIa (10)	[Ω]
- 34,0	- 64,0	31,6	0,82

Impedansforløbet viser en stigning for stigende frekvens, altså en notérbar induktiv virkning. Dette kan skyldes den interne opbygning af metalfilmsmodstanden, idet der måske er tale om en spiralisering af modstandsbanen. Eksemplet er medtaget for at vise, at selv faste modstande også kan besidde notérbare parasitelementer.

Uoverensstemmelsen mellem den målte værdi på 0,82 Ω og den nominelle værdi på 1,00 Ω ligger inden for den skønnede måleusikkerhed på ± 20 %, som det også var tilfældet for målingen på 10 Ω 's modstanden (figurerne 17 og 18).

14 Afsluttende kommentarer

I det foregående er der anvist en anvendelse af en spektrumanalysator med indbygget trackinggenerator i forbindelse med undersøgelse af forskellige kondensatorers evne som filterelementer for elektriske støjstrømme.

Forinden er der gennemgået målemæssige begreber både i relation til ovenstående og i relation til virkemåden af en SMPS.

Det har ikke været hensigten at opnå målinger med lav grad af usikkerhed, - fokus har været på de erkendelsesmæssige aspekter.

Blandt de opnåede erkendelser er, at det forhåbentligt er blevet godt belyst, at en kondensator begynder at miste sin primære egenskab, nemlig at være en ideel kondensator, ved frekvenser i MHzområdet. Det har også været intentionen at vise, at en kondensator skal udvælges, ikke bare efter den kapacitetsmæssige størrelse, men også efter type. Som filterelementer i MHz-området er både film- og keramiske kondensatorer bedre egnede end elektrolytiske kondensatorer. Der findes dog elektrolytiske kondensatorer baseret på faste (solid state) elektrolytsystemer, som har gode egenskaber som filterelementer.

Endelig er det også blevet belyst, at monteringsmåden kan have stor indflydelse på, hvor ideel en kondensator opleves i funktion.

15 Referencer

H. Elbrønd Jensen, Matematisk Analyse Bind 4, Matematisk Institut, Danmarks Tekniske Højskole, 1975.
 <u>http://www.sandv.com/downloads/0701deer.pdf</u>

[3] K. A. Baltsen, " Grafisk introduktion til Fourier-række transformationen", Metrologi modul,

http://www.metrologi.dk/ , September 2016.

[4] http://www.gwinstek.com/en-global/products/SpectrumAnalyzers/Spectrum_Analyzers/GSP-810