



INF 5460

Elektrisk støy - beregning og mottiltak

10 studiepoeng

Torsdager

Forelesning: kl 08:15-10:00, rom 2453 Perl,

Øvelser ved behov: kl 12:15-14:00, rom 2453 Perl,

Joar Martin Østby

Hva er støy?

- Elektrisk støy har lånt begrepet "støy" fra akustikken
- Akustisk støy:
 - Betegnelse på en gruppe av forskjellige fenomener med forskjellig årsak men med noen felles egenskaper og felles konsekvenser.
 - Vanlige egenskaper ved akustisk støy:
 - Uønsket lyd – altså en subjektiv definisjon. (Men ubehagelig å være i et rom fullstendig uten lyd. Vi ønsker altså noe støy. Vi kaller det fortsatt støy selv også når det er ønsket).
 - Uforutsigbar. Ofte riktig men ikke alltid. En helt jevn tone vil være meget forutsigbar men fortsatt bli oppfattet som støy.
 - Støyen forstyrrer og overdøver de svakeste signalene.
- Elektrisk støy:
 - Uønsket.
 - Forhindrer oss å oppfatte de svakeste signalene. Setter en grense for hvor svake signaler vi kan operere med.
 - Man vi bruker støy i f.eks. randomnummergeneratorer og i noen målesystemer.
 - Uforutsigbar/random.
 - Vektlegges mer når det gjelder elektrisk støy. Mens akustisk støy kan være uforutsigbar vil elektrisk støy alltid være det.
 - Men det betyr ikke at vi ikke kan si noe statistisk over tid om støyen som amplitudfordeling og frekvenskarakteristikk. Men vi vil ikke kunne si noe eksakt om støy amplituden en viss tid fremover.

Elektrisk støy - Akustisk/visuell støy

- Mens den akustiske støyen begrenser seg til frekvensområdet som oppfattes av det menneskelige øre (20Hz-20kHz) vil det være elektrisk støy over hele frekvensområdet elektronikken opererer på (1aHz-100THz).
- Elektrisk støy vil oppfattes som vanlig støy når det konverteres til lyd eller bilde f.eks.
 - hvis vi forsterker opp støyen og kobler den til en høyttaler eller
 - kobler den til en TV-skjerm.
- For øvrig er "snøstormen" vi ser på en TV-kanal med et svakt antennesignal den elektriske støyen i forforsterkeren. Hvis denne støyen ikke hadde eksistert ville vi kunne tatt i mot et TV-signal uendelig langt bort med bruk av svært lite energi.

Elektrisk støy – mottiltak og beregning

Elektrisk støy...

⇒ Sensorsystemer:

- Bestemmer minste målbare verdi
- Bestemmer nøyaktighet

(F.eks RF: rekkevidde og datarate)

→ Kan gi gal funksjon i større systemer
(også rent digitale)

→ EMC

→ Støy er en utfordring i alle
elektronikksystemer

→ Utvikling fremover:

- Mindre linjebredde: tettere strukturer
- Lavere forsyning og terskelspenninger:

Lavere støyterskel

- Høyere frekvenser/steilere flanker:

Alle tre betyr økt støysmitte og støyfølsomhet

⇒ Konklusjon: STORT behov for støykompetanse nå og økende behov fremover

... Mottiltak og beregning

Konstruksjon for akseptabel støy innebærer en repeterende løkke hvor man

- Modifiserer designet og
 - Finner støyen
- inntil man har oppnådd en akseptabel støyverdi.

Dette gjør man først teoretisk/matematisk, deretter med simulering og eventuelt til slutt ved modifisering av det produserte designet.

Støy generelt

- Støy er "tilfeldige" elektriske ladninger som kommer i tillegg til det normale signalet. Ved gjentatte målinger med nøyaktig samme oppsett/påtrykk vil differansen mellom hver enkelt målt verdi og gjennomsnittet av alle være støyen. Støyen medfører at det ønskede signalet ikke blir som forventet ut fra simulering/beregning. (Ulinearitet i komponenter m.m. anses ikke som støy.)

$$V(i) = V_{SIM} + V_{DC} + V_{Noise}(i)$$

$$V_{AVG} = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n V(i) = V_{SIM} + V_{DC}$$

Måling i i en serie av n identiske målinger.

$$\sum_i V_{Noise}(i) = 0$$

- Når vi simulerer spenningen på utgangen av en krets så vil simulatoren kunne finne denne med mange siffers nøyaktighet. Det vil da kunne se ut som om kretsen kan håndtere svært små signaler og signalforandringer. Men når vi lager kretsen og ser på utgangen med et oscilloskop så vil vi se at signalet ikke er en skarp linje. Signalet er beheftet med støy.

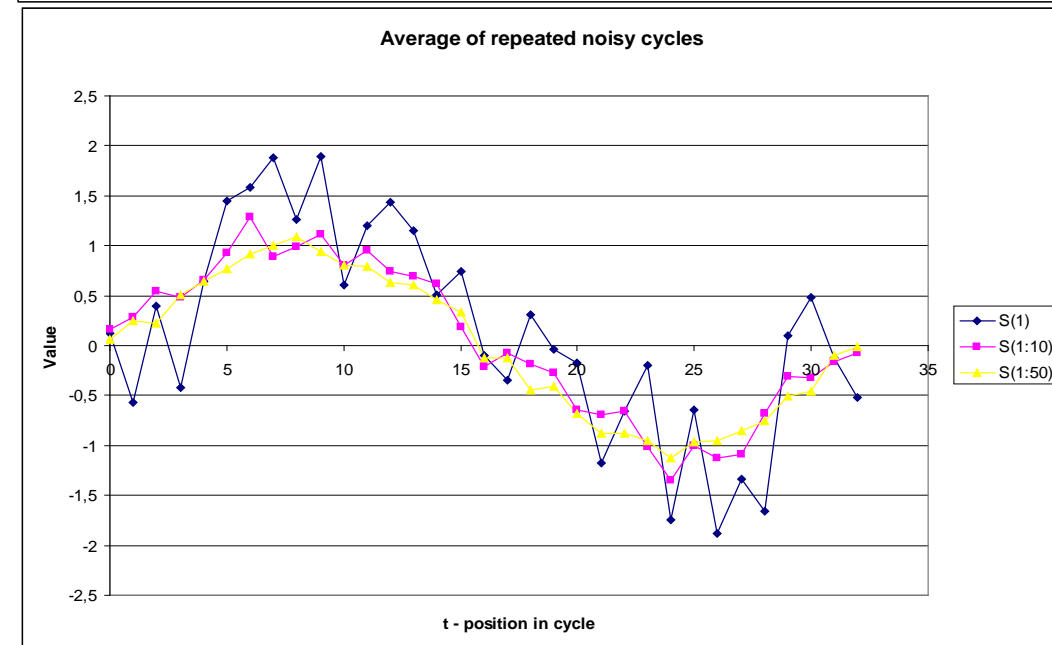
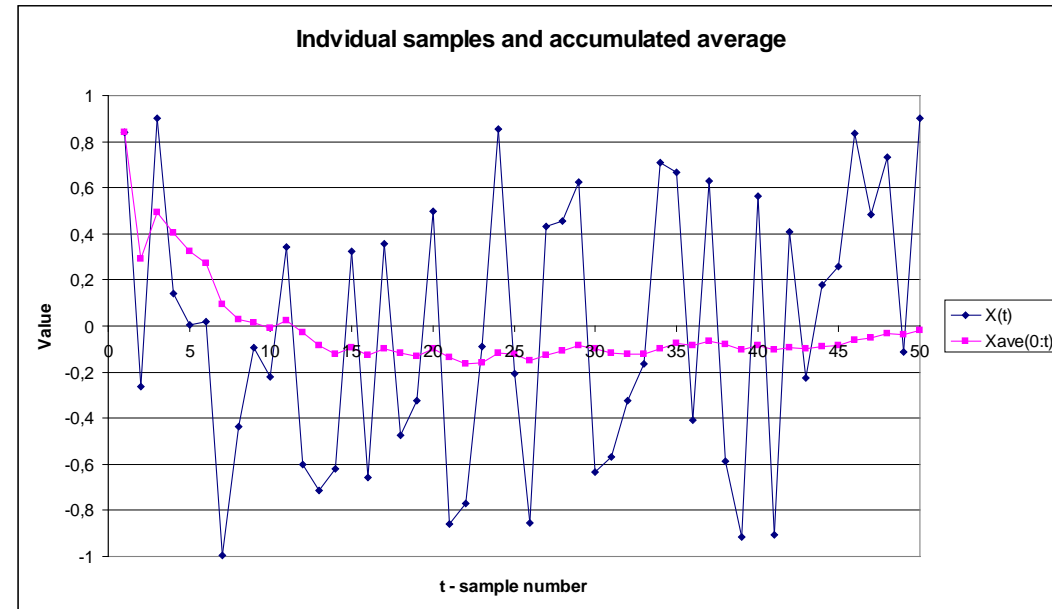
Støyreduksjon generelt

Hvis vi ønsker å måle signalet med større nøyaktighet enn det støyen tillater så vil det være to hovedklasser av tiltak vi kan gjøre.

- 1:** Hvis signalet er "uforutsigbart", i stadig forandring og ikke repeterende er vi nødt til å redusere støyen for å kunne måle signalet mer nøyaktig.
- 2:** Hvis signalet er stabilt over tid d.v.s. hvis det f.eks. er en DC-verdi, er repeterende eller har en kjent form eller kjent periode så kan multiple målinger kombineres sammen. Summen av de tilfeldige støybidragene vil gå mot null slik at det ønskede signalet vil fremstå alene. Størrelsen på støyen vil bestemme hvor lenge/mange målinger en må kombinere for å oppnå ønsket nøyaktighet på signalet. NB! Hvis støyen er et periodisk signal med frekvens lik eller et heltallig multiplum av signalfrekvensen så vil støyen ikke forsvinne.

Noise reduction through repeated sampling

- Upper figure: DC-signal with random noise (dark blue). The average value of all previous values (pink) will approach the DC-value as the number of samples increases and the noise to signal ratio will be reduced.
- Bottom figure: The same can be done if the signal has another shape (here: sinus) and we know this shape and the frequency.



Er kunnskap om elektrisk støy viktig?

- Simulatoren kan oppgi strøm og spenninger med mange siffrers nøyaktighet. Virkelig unøyaktighet p.g.a. støy må kunne estimeres.
- Nødvendige modifikasjoner av "ferdige" systemer er vanlig og skyldes svært ofte støyproblemer. Dette gir forsinkelser og koster industrien mye penger. Det er behov for kompetanse om støy.
- Når en ønsker å lage systemer som skal måle små verdier fra alle typer sensorer så er kunnskap om elektrisk støy et "must".
- Når en skal lage forbrukerelektronikk så krever internasjonale regler såkalt "elektromagnetisk kompatibilitet" (EMC). D.v.s. at systemet ikke skal forstyrre annen elektronikk og kunne tolerere en viss mengde bakgrunnsstøy selv.

To hovedtyper av støy

Komponentstøy og koblingsstøy.

Felles: Begge er uønsket og kan forringe måleresultatene slik at vi ikke kan måle så nøyaktig som vi ønsker. Begge må være redusert til et akseptabelt nivå.

"Komponentstøy" og "koblingsstøy" omtales gjerne i forskjellige bøker og i forskjellige artikler.

Selv om oppdelingen i de to typene støy er rimelig klar så er det ingen klar navnsetting av de.

"Komponentstøy": "Ekte støy", "sann støy", "virkelig støy", "skjemabestemt støy", "nettlisteavhengig støy" eller "indre støy".

"Koblingsstøy": "Kunstig støy", "utlegg (layout)bestemt" støy eller "ytre støy".

Komponentstøy

Eksempler:

- Termisk støy
- "Shot noise"
- 1/f-støy eller flicker støy,
- pop-corn støy,
- R-G støy.

Beregnes fra:

- Kretsskjema: elementer og skjematisk sammenkobling (nettliste).
- Frekvensinformasjon

Nedre grense: Sensor støy

Når komponentstøyen skal simuleres/beregnes vil en ofte modellere den som en spenningskilde eller strømkilde. I LTspice bruker vi .noise analyse.

Støyen vil oftest ha et bredt og "jevnt" frekvensspekter.

Eksempler på komponentstøy

⇒ Termisk støy

Støy i alt som har resistiv motstand: Motstander, parasittisk motstand i transistorer, spoler, kondensatorer etc.

For impedanser så vil det være termisk støy i realdelen av impedansen.

$$E = \sqrt{4kTR\Delta f}$$

Funksjon av

- temperatur,
- motstandens størrelse og
- frekvensbåndbredden

⇒ Shot-Noise

$$I_{sh} = \sqrt{2qI_{DC}\Delta f}$$

⇒ Flickerstøy

$$I_f^2(f_l, f_h) = \frac{K_F I_{DS}^{AF}}{Cox \cdot L_{eff}^2} \int_{f_l}^{f_h} \frac{1}{f} = \frac{K_F I_{DS}^{AF}}{Cox \cdot L_{eff}^2} \ln \frac{f_h}{f_l}$$

Koblingsstøy 1/2

Sprer seg via felt (E/M nærfelt eller RF fjernfelt) eller felles ledere.

Eksempler:

- Felles impedans
- parasittisk kapasitans,
- parasittisk induktans,
- parasittisk motstand,
- kapasitiv kobling,
- induktiv kobling (trafo),
- elektromagnetisk stråling.

Emner som berører denne typen støy:

- Skjerming,
- kabling,
- avkobling,
- spenning- og strømforsyning,
- jordkobling,
- jordsløyfer og
- substratstøy.

Koblingsstøy 2/2

Beregnes fra:

- Utlegg (layout) av krets/kretskort
- Simuleringsresultater

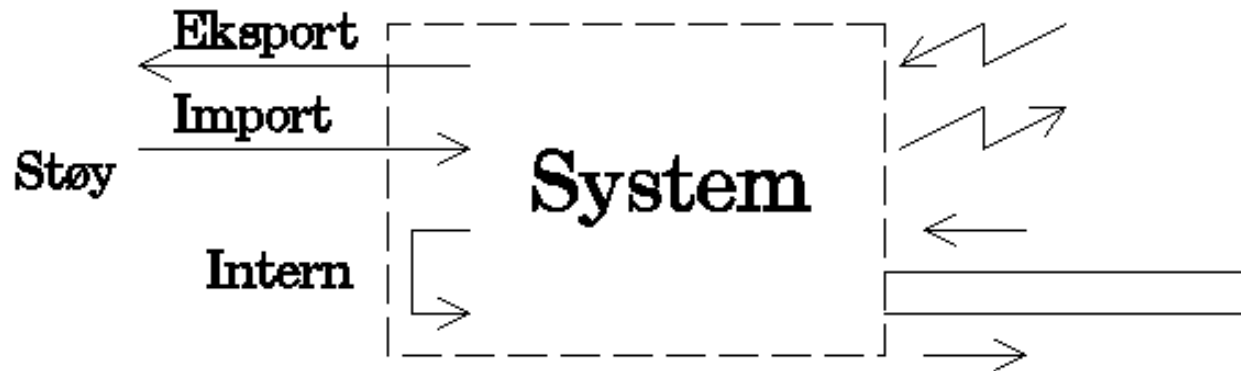
Koblingsstøyen kan nærmest reduseres til det nivå en ønsker...(men det koster...)

Dette kan oppnås ved ekstra skjermer, kabler, avkoblingskondensatorer, jordplan etc.

Når koblingsstøyen skal simuleres/beregnes vil en ofte modellere den som komponenter f.eks. motstander, kondensatorer og spoler men av og til også som en signalgenerator. I LTspice bruker vi spenning/strømskilder og kondensatorer, motstander, induktanser og transformatorer.

Støyen kan ha et bredt spekter men ofte kan noen enkeltfrekvenser være mer dominerende enn andre.

Støy og omgivelser: EMC



EMC: ElectroMagnetic Compability

Støy kan spre seg via kabler eller via stråling.

- Støy eksport: Hvor mye støy som kan komme ut av produktet og potensielt forstyrre andre. EMC-regler begrenser utstråling.
- Støy import: Støy utenfra som kan forstyrre produktet. EMC-regler sier hva produktet skal kunne tåle.
- Intern støy: Systemet må designes slik at det kan leve med sin egen støy.

Summary

Electronic noise is:

- Unwanted (except when utilised in random generators)
- Unpredictable (however amplitude and frequency can be statistically characterised)

Two types of electronic noise:

- Component noise (Emulated with "Noise analysis")
- Coupling noise (Emulated with "Transient" or "AC-analysis")

Countermeasures:

- Reduce the noise for every instant of time through clever electronic design (i.e. the topic of this course). Requires now information about the signal.
- Improving S/N by combining multiple measurement data if:
 - the signal has some regularity AND
 - we can do multiple measurements:

The signal processing is done in HW or SW (Specialised and not the topic here.)

Formål med kurset

Formål: Gi en oversikt over både komponentstøy og koblingsstøy slik at deltagerne har et bedre grunnlag for å:

- velge en arkitektur som har et tilstrekkelig lavt støybidrag,
- beregne støyen i systemet og
- lage utlegg (ASIC og PCB) som sprer/mottar minst mulig støy.

Hvorfor følge kurset?

Støy er viktig ! ALLE som skal jobbe med elektronikk (både analog og digital) kommer borti støypoblemer. Når kretsen ikke fungerer og ingen forstår hvorfor er det bra å ha en viss oversikt over mulige støysammenhenger slik at en har en viss indikasjon om hvor en skal lete. Skal en jobbe med sensorer er støyforståelse et "must". Teknologitvillingen medfører at behovet for kompetanse er økende.

Hva med å lese bøkene og droppe kurset?

- *Kurset gir en rask oversikt. Kurset tar mindre tid enn det tar å lese bøkene.*
- *Kurset har eksempler som ikke bøkene har.*
- *En lærer raskere hvis en blir forklart på flere måter.*
- *Bøkene har enkelte feil, mangler og unøyaktigheter.*



Foreløpig undervisningsplan

	Forelesning (8-10)	Gruppe (12-14)	Annet/Innlevering
26/1	F1: Introduksjon		
2/2	F2: Cabling (Ott2)	Simulator/Oblig 1	
9/2	F3: Cabling (Ott2)		
16/2	F4: Grounding (Ott3)		Oblig 1
23/2	Ingen forelesning		
1/3	F5: Fundamental noise mechanisms (Mot1)	Oblig 2 presentasjon	
8/3	F6: Amplifier noise model (Mot2)		Labuke
15/3	F7: Noise in feedback amplifiers (Mot 3)		Labuke/Oblig 2
22/3	F8: Noise in bipolar transistors (Mot 5)	Oblig 3 presentasjon	
29/3	F9: Noise in field effect transistors (Mot 6)	Oblig 2 gjennomgang	
7/4	Skjærtorsdag		
12/4	F10: System noise modelling (Mot 7)		
19/4	F11: Sensors (Mot 8)		
26/4	F12: Low noise design methodology (Mot 9)		Oblig 3
3/5	F13: Amplifier design (Mot 10)		
10/5	Reserve	Oblig 3 gjennomgang	

Litteratur

Pensum

- [1] C.D. Motchenbacher, *Low-Noise Electronic System Design*, John Wiley & Sons, 1993, ISBN 0-471-57742-1 (Komponentstøy) (Kapittel 1,2,3,5,6,7,8,9,10)
- [2] Forelesninger og forelesningsnotater

Støttelitteratur:

- [3] H.W.Ott, *Noise reduction Techniques in electronic systems*, John Wiley & Sons, 1988, ISBN 0-471-85068-3. (Koblingsstøy)

For spesielt interesserte

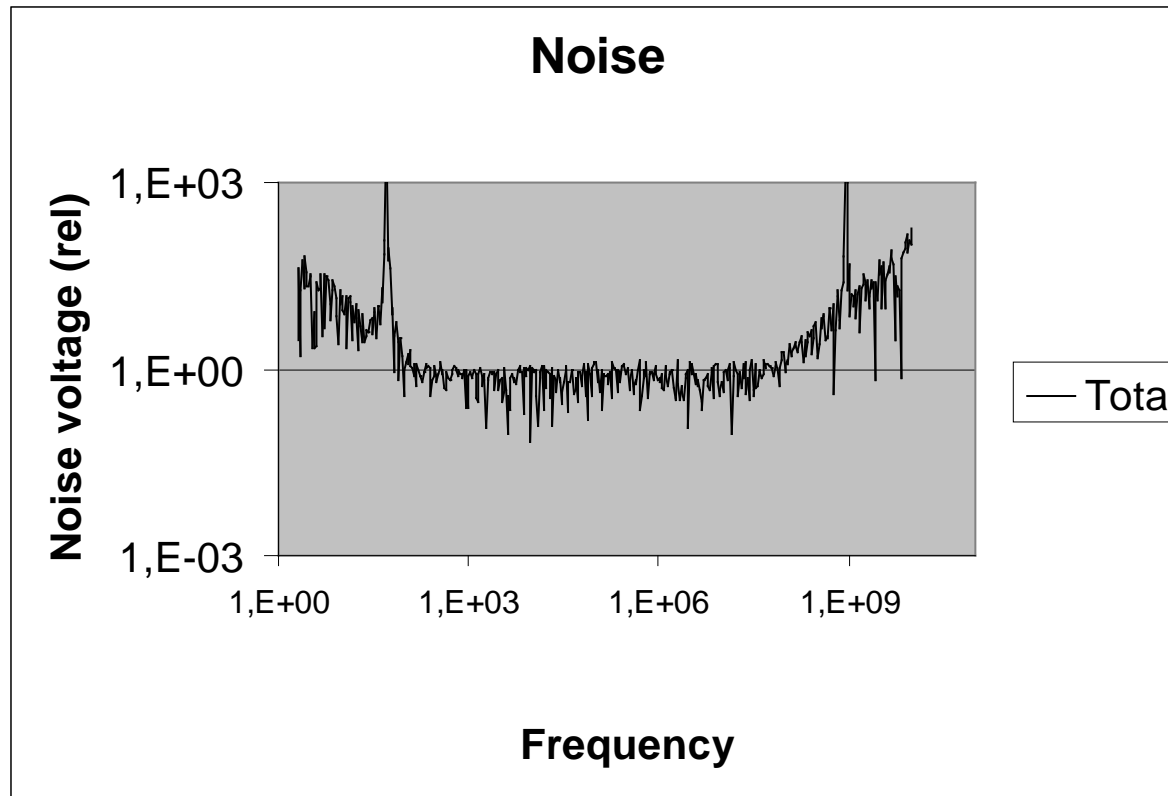
- [A] Agnar Grødal, *Elektromagnetisk kompatibilitet for konstruktører*, Tapir forlag, 1997, ISBN 82-519-1271-7
- [B] Z.Y.Chang etc, *Low-Noise Wide-Band Amplifiers in Bipolar and CMOS Technologies*, Kluwer Academic Publishers, 1991, ISBN 0-7923-9096-2
- [C] A.v.d. Ziel, *Noise in Solid State Devices and Circuits*, John Wiley & sons, 1986, ISBN 0-471-83234-0
- [D] Behzad Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, McGraw-Hill, 2001, ISBN 0-07-238032-2 (spesielt kapittel 7)



Obligatoriske oppgaver

- Tre obligatoriske oppgaver (en på målelabb og to simuleringer) hvorav den siste er større enn de foregående.
- De to simuleringsoppgavene er skjema og simuleringsoppgaver som utføres med bruk av switchCAD simulatoren fra Linear technologies. Dette er en gratis simulator som dere laster ned selv.
- Besvarelsene leveres som pdf-fil via Devilry.
- Besvarelsene skal inneholde skjemaer (med påtrykk og oppsett), simuleringsresultater og kommentarer/vurderinger av disse.
- NB! Innleveringsfristene og mengden på hva som skal innleveres er streng så sett deg godt inn i dette!

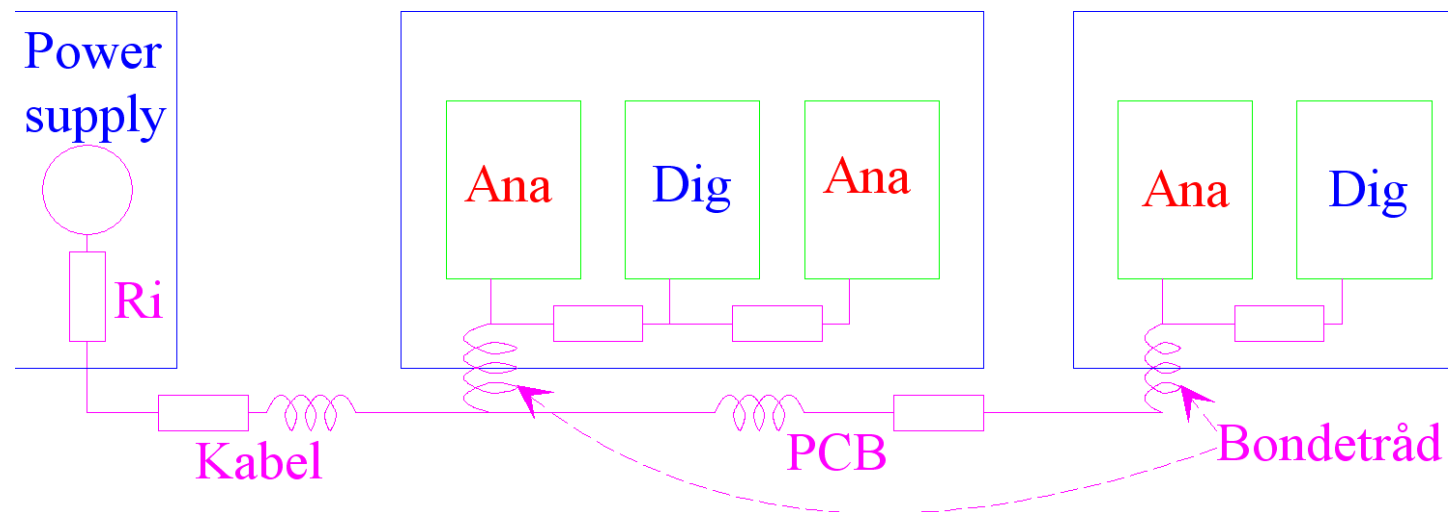
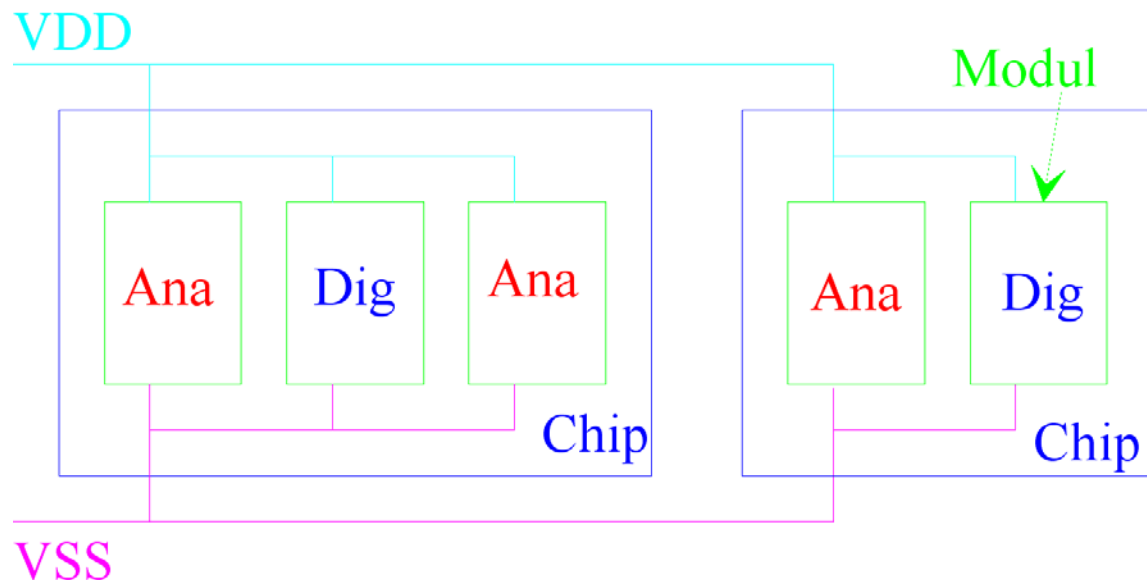
Noise example



- The figure illustrates the noise from a mixture of physical and artificial noise sources

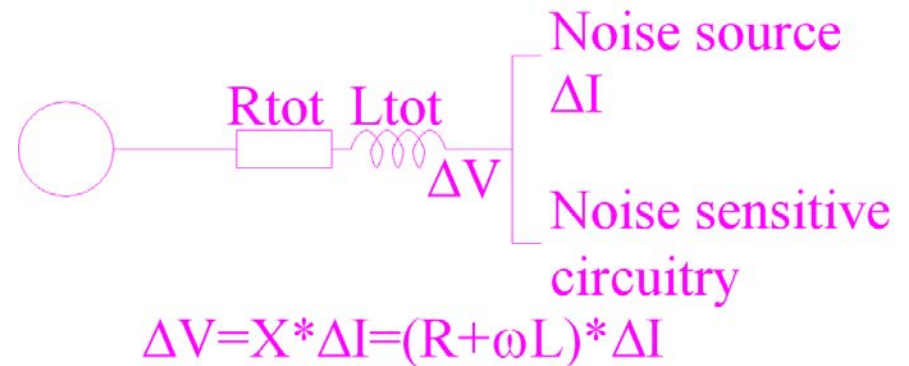
Noise on supply lines

- Upper figure: An ideal system of circuits and interconnects without unwanted parasitic
- Lower figure: Parasitic resistance and inductance has been drawn for the VSS supply line



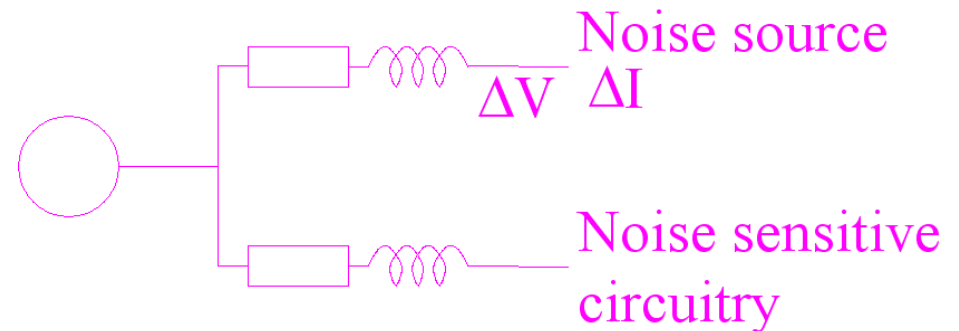
Støy på spenningsforsyning

- Problem: Noen elementer trekker strøm ujevnt. Det medfører variasjon på nivået for forsyningsspenningen/strømmen. (Dette gjelder også jord.)
- Hvordan redusere ΔV ?
 - Redusere ΔI ?
 - Redusere R?
 - Redusere L?
 - Redusere f?
- To (av flere) metoder:
 1. Splitt i flere nett
 2. Lavimpedans avkobling nær følsom elektronikk



1. Splitt i flere nett

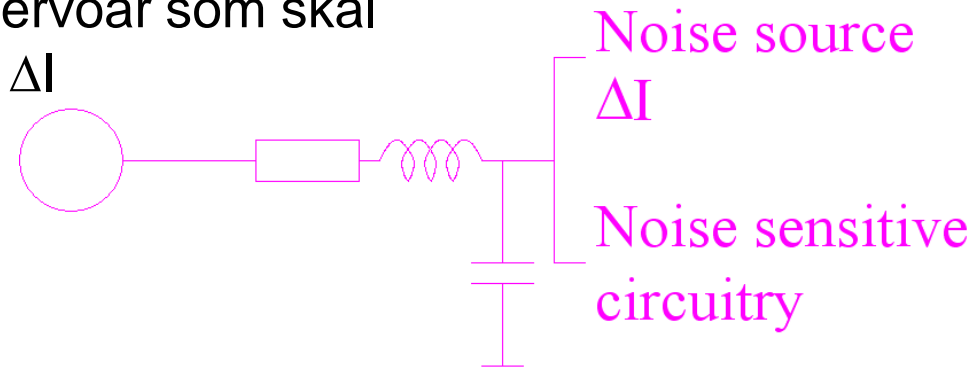
- For eksempel egne forsyningsnett for:
 - Forforsterkere
 - Øvrig analog elektronikk
 - Digital elektronikk



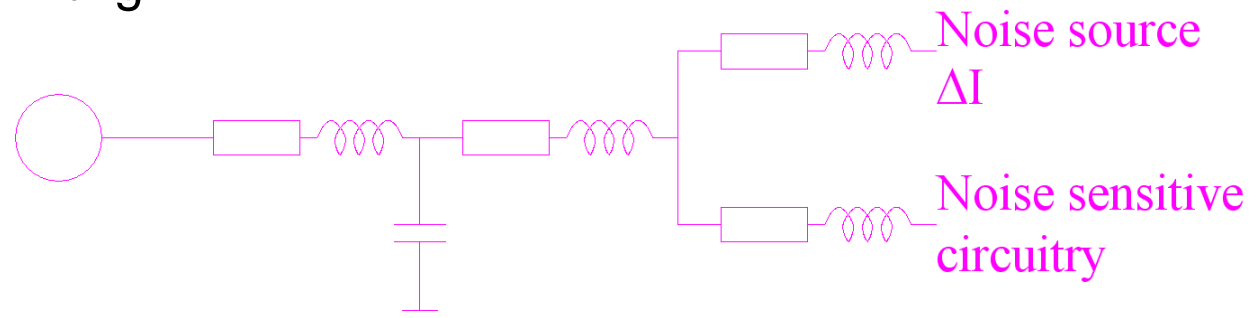
Noise on supply lines

2. Lavimpedans avkobling nær følsom elektronikk

Avkoblingskondensatoren er et ladningsreservoar som skal kompensere ujevne ladningstrekk p.g.a. ΔI

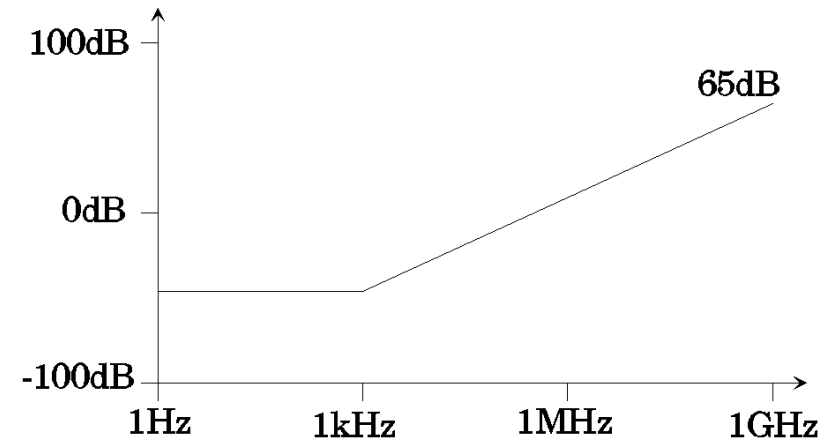


Hvis det ikke var noen motstand og/eller induktans mellom kondensatoren og elektronikken så ville variasjonene være fjernet. Men den vil aldri kunne fjernes helt. Så på tegningen under ønsker vi å flytte avkoblingskondensatoren så langt til høyre og nære elektronikken/de integrerte kretsene som mulig.

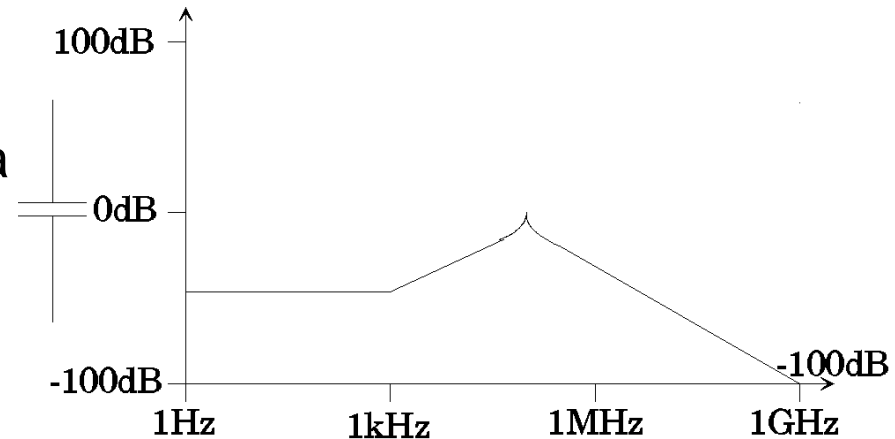


Støy på forsyningsledere: Eksempel

Vi starter først med ingen avkoblingskondensator men bare de induktanser og motstander som finnes i kretsen i utgangspunktet. Figuren viser støysmitte fra den støyende komponenten til den følsomme komponenten.

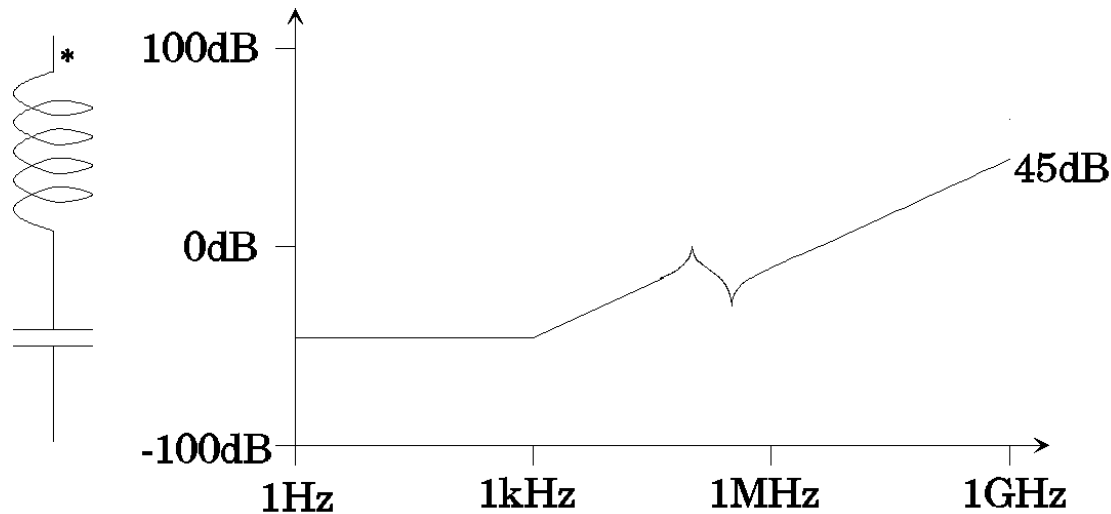


La oss først anta at vi bare har motstand og ikke induktans mellom avkoblingskondensatoren og elektronikken. Da vil disse danne et lavpass filter. Vi ønsker oss et knekkpunkt lengst mulig mot venstre. Siden knekkpunktet forflytter seg med økende kapasitans så er kanskje løsningen en kjempekapasitans?



Støy på forsyningsledere: Eksempel

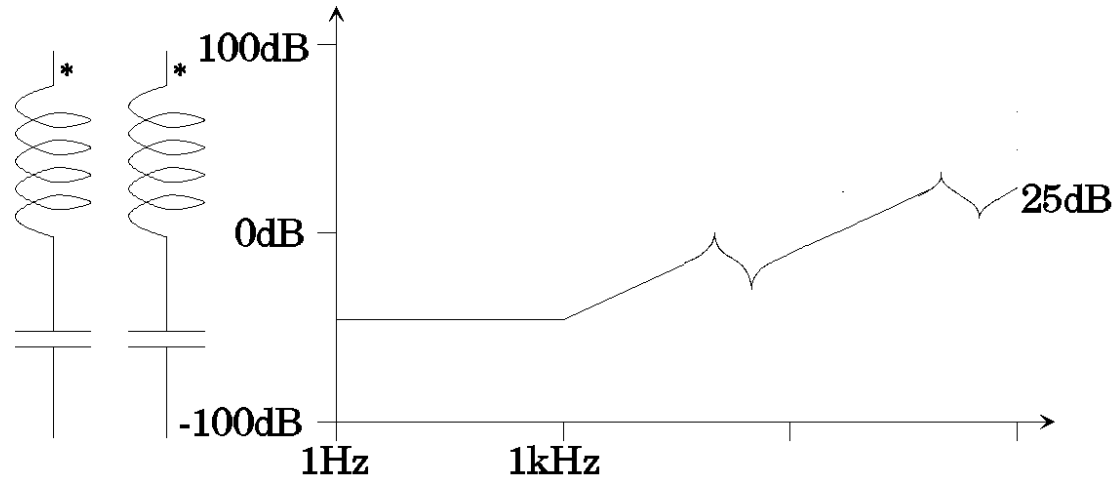
Ulempen er at alle kapasitanser og spesielt de store har parasittisk induktans. Så istedenfor kurven over får man kurven under.



Eksempel: 10µF elektrolytt med 25nH parasittisk induktans gir en "dipp" i frekvensspekteret ved 320kHz.

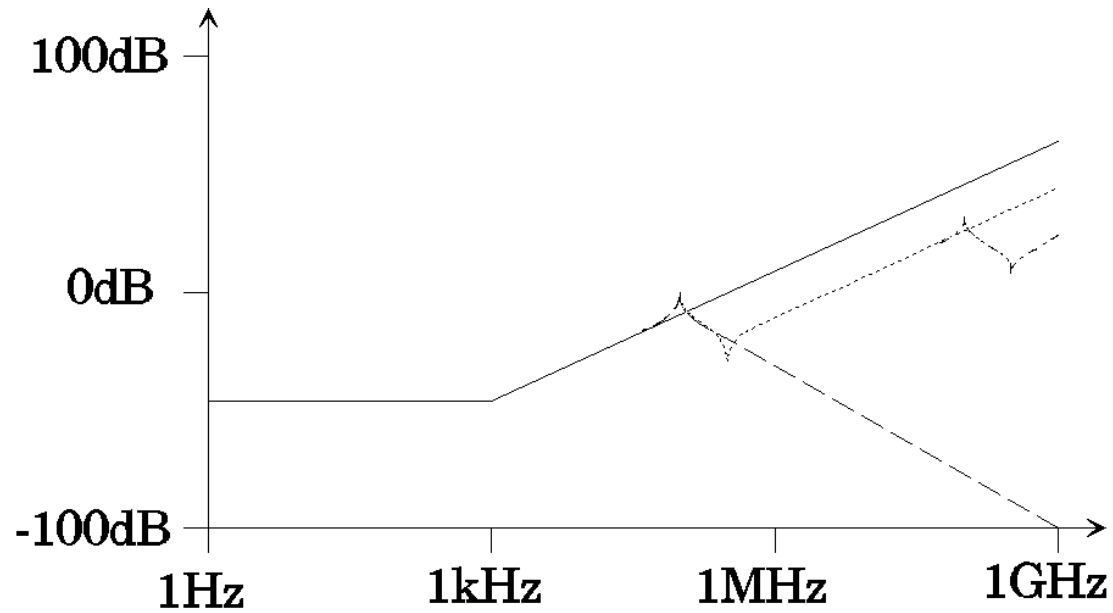
Støy på forsyningsledere: Eksempel

Hvis man plasserer flere kondensatorer i parallell får man formen under.



Eksempel: Ny OFM kondensator på 100pF med 2nH parasittisk kapasitans i parallell med den forrige gir en ny "dipp" på 360MHz.

Noise on supply lines



Eksempler

Noen typiske tall:

Motstand på chip:

$$30 \text{ m}\Omega/\text{sq} \cdot \\ (1 \text{ cm} + 1 \text{ cm})/30 \mu\text{m} = 2 \Omega$$

Induktanser:

Bondetråd: 10 nH

Coax 50 Ω : 250 nH/m, 100 pF/m

Elektrolytt kond.: 25 nH

Skive kond.: 4-6 nH

OFM kond.: 2 nH

Noen eksempler:

1)

• $I = 100 \mu\text{A}$ (Lite!)

$$\Sigma R = 10 \Omega$$

\Rightarrow • $V = 1 \text{ mV}$ for motstand

2)

• $I = 100 \mu\text{A}$

$$L = 250 \text{ nH}$$

$$T_r = 50 \text{ ns} \approx f = 10 \text{ MHz}$$

• $V = X_L \cdot I = \omega L \cdot I = 2\pi f L \cdot I = 1.6 \text{ mV}$

\Rightarrow • $V = 1.6 \text{ mV}$ for induktans

Er 1 mV og 1.6 mV et problem?

I et følsomt sensorsystem: Ja

I et digitalt system: Nei

Hvis systemet skal være digitalt og vi

• slurver • så kan vi få: • $I = 10 \text{ mA}$, $R = 50 \Omega$

\Rightarrow • $V = 500 \text{ mV}$. Hvis terskelspenningen er lav så vil det kunne bli et problem.

Hvis frekvensen økes til 100 MHz så får vi

• $V = 16 \text{ mV}$.

Over 1GHz?

Hva hvis frekvensen økes til 1GHz?

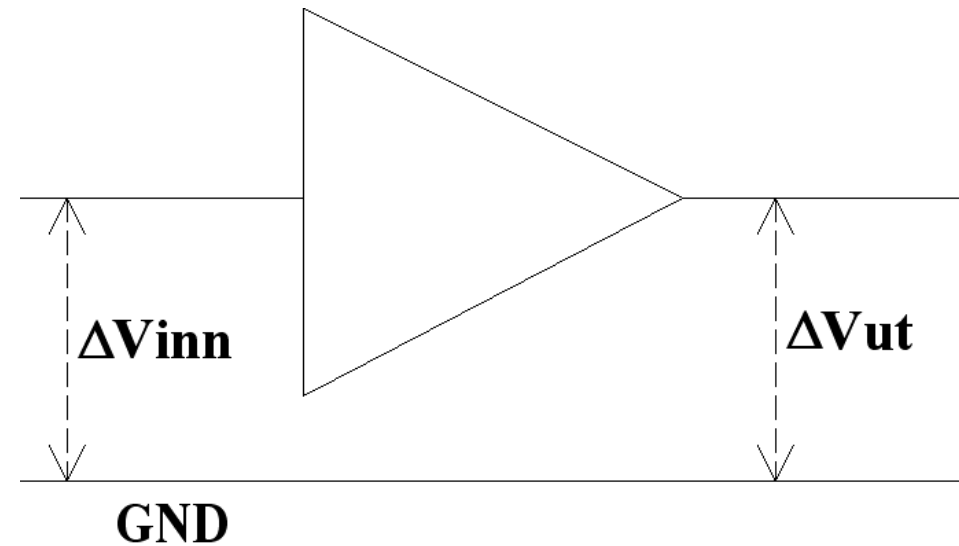
HUSK: Bølgelengden ved 300MHz er 1meter. D.v.s. med 1m lang coax så må vi betrakte den som kondensator og induktans ved frekvenser under 300MHz men som en 50Ω motstand ved frekvenser over 300MHz. (Det siste forutsetter at kableen er terminert riktig.)

Signalreferanse

Et analogt signal trenger en referanse. Dette gjøres på en av to måter:

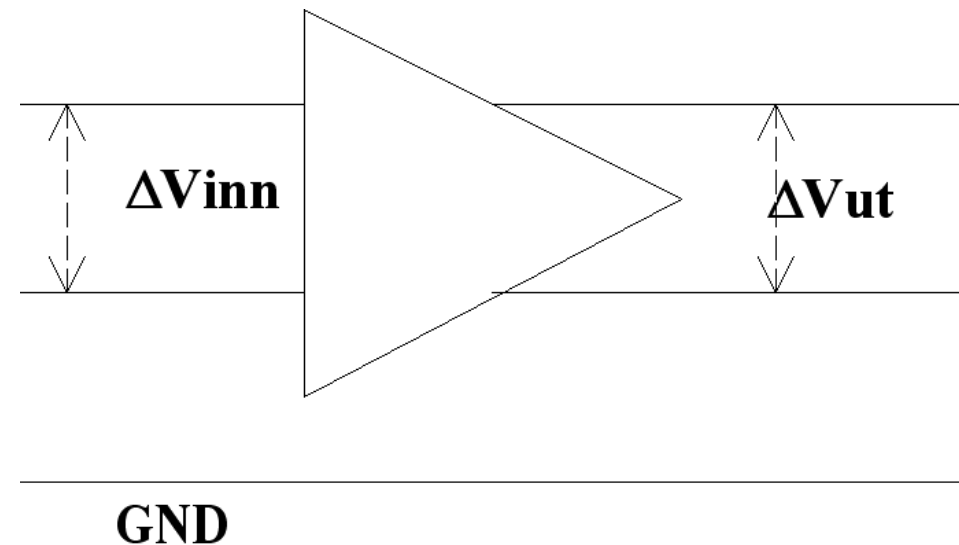
1. Referert til en felles signaljord

- Signalverdien regnes relativt til et referansesignal (signaljord) som er felles og uendret. Bare signalet blir forsterket, filtrert etc.



2. Differensielt referert til et motsignal

- Signalverdien er differansen mellom to signaler. Disse behandles mest mulig likt og blir forsterket og filtrert sammen m.m.



Signalreferanse

I de enkleste og minst støykritiske systemene brukes den første, ubalanserte løsningen med signaljord og power-jord i samme node. I de litt mer kritiske brukes den differensielle. Den differensielle vil kunne beskytte mye mot støyen i forsyningslederne etc. (PSRR er her en viktig parameter.). I de aller mest støyfølsomme systemene brukes den første, ubalanserte løsningen men med privat signaljord adskilt fra power-jord.

Støyfølsomt	Signalering
Minst	Ubalansert med felles signal og powerjord
Middel	Differensiell (Bedre PSRR!)
Mest	Ubalansert med adskilt signal og powerjord

PSRR (Power Supply Rejection Ratio)

Utgangsignalets følsomhet for støy på spenningsforsyning

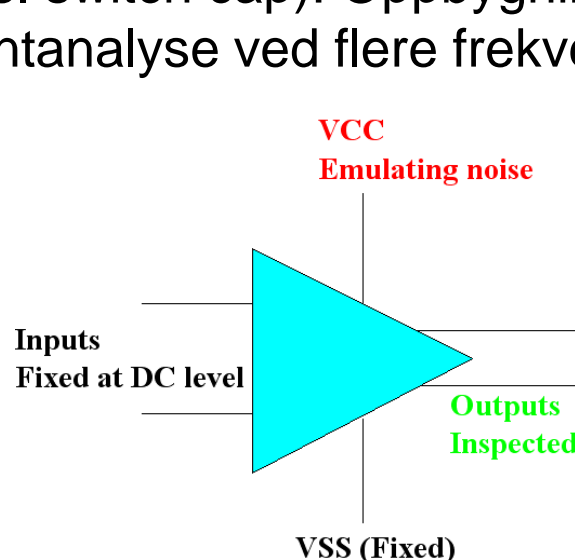
1. Simulere støyfølsomhet
2. Simulere støybidrag for alle typer celler tilkoblet aktuell forsyning

1. Støyfølsomhet:

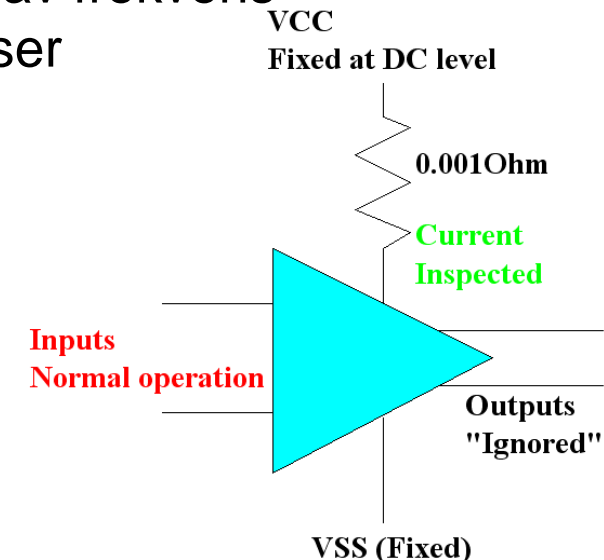
- Linear og ikke-klokke: AC-analyse
- Ulinear eller klokke (f.eks. switch cap): Oppbygning av frekvens karakteristikk ved transientanalyse ved flere frekvenser

2. Støybidrag:

Simulere variasjonen i strømtrekket for alle moduler tilkoblet aktuelt power



Power noise sensitivity



Power noise generated

Vanlige simuleringsmodi

- DC-analyse
- AC-analyse (Frekvensanalyse/småsignalanalyse)
- Transient analyse (Timinganalyse)

DC-analyse:

Spenninger og strømmer har sin initialverdi ved 0ns. Spoler kortsluttes (0Ohm) og kondensatorer fjernes (∞Ohm). Alle andre simuleringer starter med en DC-analyse.

AC-analyse:

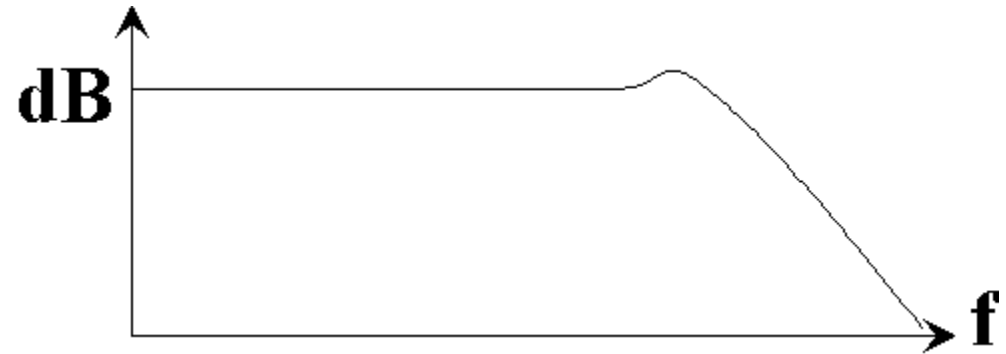
Offset (DC-verdien) til påtrykkssignalet bestemmer ligningssettet som skal brukes. Brukes til å finne responsen på et infinitesimalt lite AC-signal.

Transient analyse:

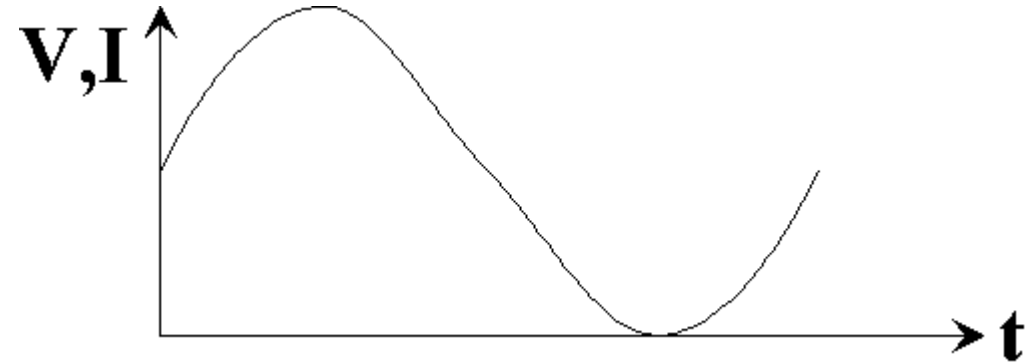
Ligningssettet velges ut fra den påtrykte verdi (offset pluss frekvenskomponenter) i et hvert tidspunkt.

Simulation modes

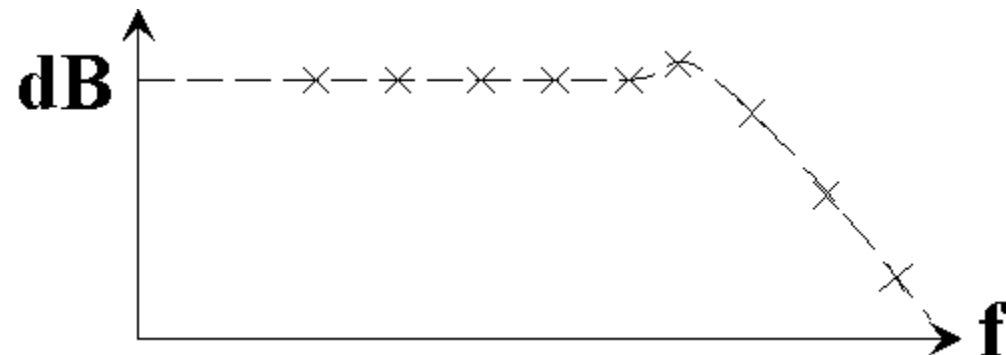
AC-simulering:
Simulering i
frekvensdomene.



Transient simulering:
Simulering i tidsdomene.



Frekvens respons bygd opp
av simulerte verdier ved
flere (her 9)
transientsimuleringer:



Oppgave

Forsterker med forsterkning 100 ganger. Spenningsforsyning $Gnd=0\text{Volt}$ og $VDD=5\text{Volt}$. Påtrykkes signal med offset 2.5Volt og amplitude 1Volt.

Hva vil responsen bli hvis vi:

Utfører AC-analyse?

Utfører Transient analyse?

KAPASITIV KOBLING

To ledende materialer => kapasitiv kobling

Modell for kapasitiv kobling: Kapasitans

Kapasitans:

$$C = \varepsilon \cdot \frac{A}{t}$$

$$C = \frac{dQ}{dV}$$

Time-domain analysis

- Ledning 1 er støykilde mens 2 er støymottager.
- V_1 : Spenning på leder 1 (Støykilde)
- V_N : Spenning på 2 fra 1 (Mottatt støy)

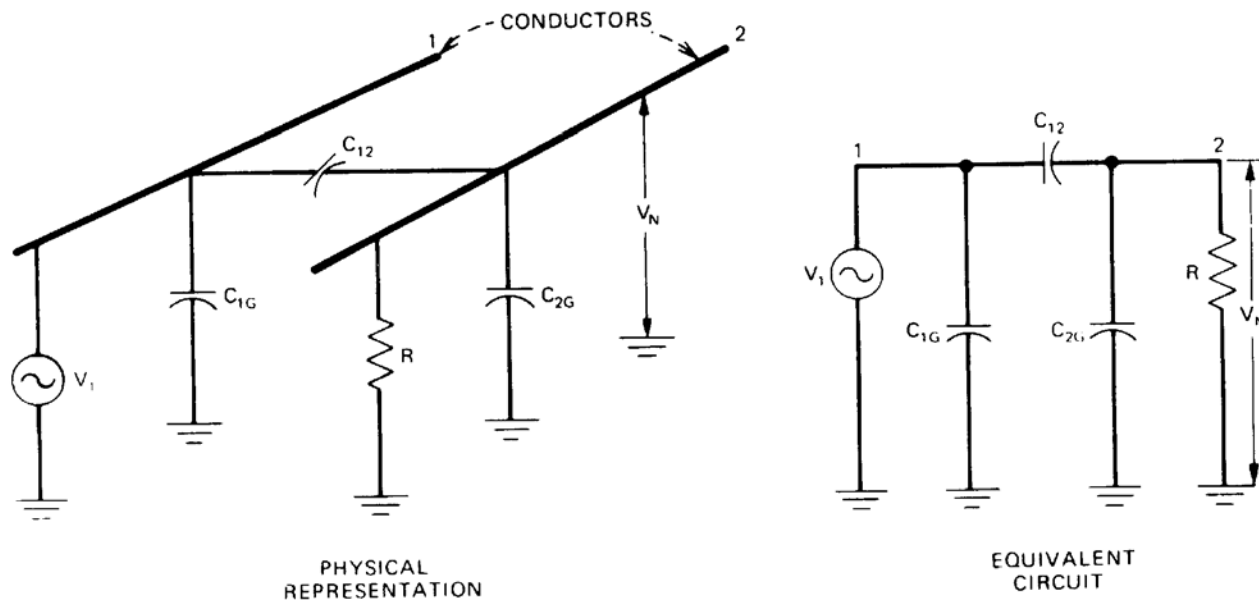


Figure 2-1. Capacitive coupling between two conductors.

$$V_N = \frac{X_{C_{2G}} \parallel R}{X_{C_{2G}} \parallel R + X_{C_{12}}} V_1$$

$$\frac{\frac{1}{j\omega C_{2G}} \cdot R / \left(\frac{1}{j\omega C_{2G}} + R \right)}{\frac{1}{j\omega C_{2G}} \cdot R / \left(\frac{1}{j\omega C_{2G}} + R \right) + \frac{1}{j\omega C_{12}}}$$

Oppdeling i to tilfeller

$$V_N = \frac{j\omega [C_{12} / (C_{12} + C_{2G})]}{j\omega + 1 / [R(C_{12} + C_{2G})]} V_1$$

Forenkler: Ser på de to tilfellene hvor nevnerleddene har stor forskjell i størrelse.

1. Ledd 2 (reell del) er mye større enn ledd 1
2. Ledd 2 (imaginær del) er mye mindre enn ledd 1



Tilfelle 1 (reell nevner)

$$R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}$$

Når er dette aktuelt for en CMOS ASIC?

Eksempel for:

$$\Sigma C = 250\text{fF}$$

$$f=1\text{MHz}$$

$$\Rightarrow R \text{ mindre enn } 600\text{k}\Omega$$

Hvilke R kan vi ha?

CMOS Inngangsmotstand: Meget høy

CMOS Utgangsmotstand:

Ledende: Noen $\text{k}\Omega$

Ikke ledende: Mange $\text{M}\Omega$

D.v.s. en node som drives aktivt!

NB! For høy frekvens eller stor samlet kapasitans vil selv en vanlig ledende utgang ha for stor motstand til å omfattes av dette tilfellet.

Noen ASIC eksempler:

1) Strømleder rutet parallelt med støyleder i lengde 1mm med minimumsavstand mellom lederne. Det støyende signalet har stige/falltid 100ns og beveger seg mellom 0V og 5V.

($f=10\text{MHz}$, $R=2\text{k}\Omega$, $C12=100\text{fF}$, $V1=5\text{V}$)

$$\Rightarrow V_N=60\text{mV}$$

2) Bred signalleder, $50\mu\text{m}$ (lav ohmig), krysser støyende $50\mu\text{m}$ bred power leder. Støy på powerleder ca 20mV. Dominerende frekvens ca 40MHz.

($f=40\text{MHz}$, $R=2\text{k}$, $C12=100\text{fF}$, $V1=20\text{mV}$)

$$\Rightarrow V_N=1\text{mV}$$

(Er 1mV mye ??)

3) Signalleder i metall rutes over substrat i lengde ca 1mm og med bredde ca $2\mu\text{m}$.

Substratet støyer med amplitude ca 20mV og har en dominerende frekvens på 40MHz.

($f=40\text{MHz}$, $R=2\text{k}$, $C12=100\text{fF}$, $V1=20\text{mV}$)

$$\Rightarrow V_N=1\text{mV}$$

NB ! Substratet vil også ha en motstand !!

Tilfelle 2 (Imaginær nevner)

Når gjelder dette på en CMOS ASIC ? $R \gg \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}$

- Når noden ikke drives av en transistor: F.eks. dynamisk hukommelselement.
- Når frekvensen er høy
- Når parasittisk kapasitans og/eller øvrig kapasitans er stor

Hva blir spenningen generert i node 2 i dette tilfellet ?

$$V_N = \left(\frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}} \right) V_1$$

Forholdet mellom parasittisk kapasitans og total kapasitans i målnoden bestemmer andel som overføres.

Vi ser at det er viktig at dynamiske hukommelselementer har tilstrekkelig lagringskapasitans og lite parasittisk kapasitans. Altså kort vei fra driver til lagringselement og kort vei fra lagringselement til leser.

Kapasitans: Bredde/avstand

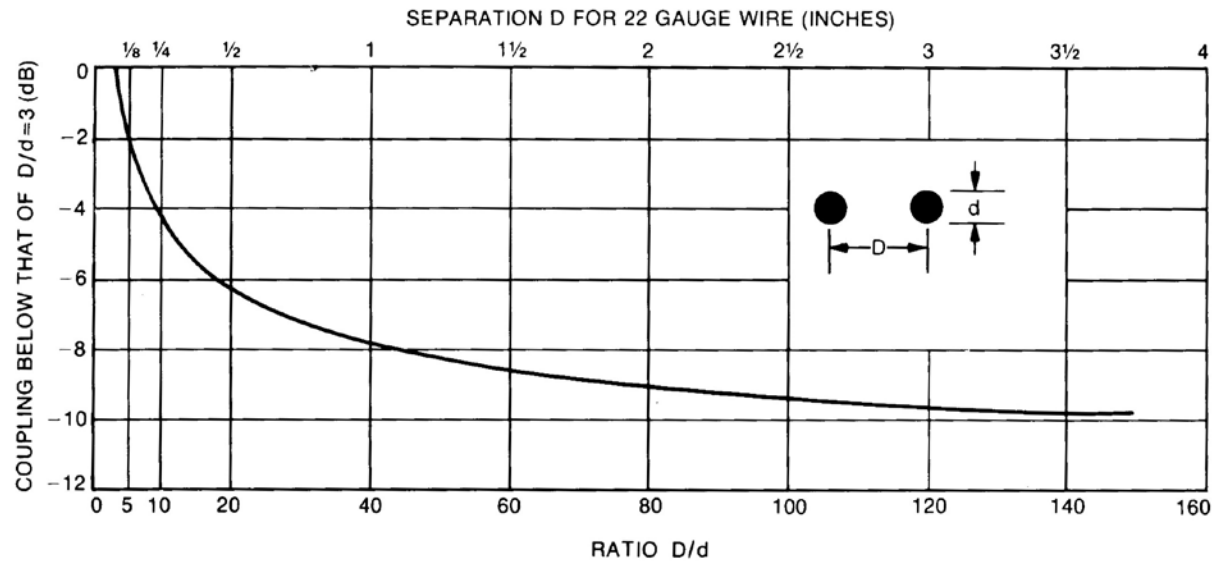
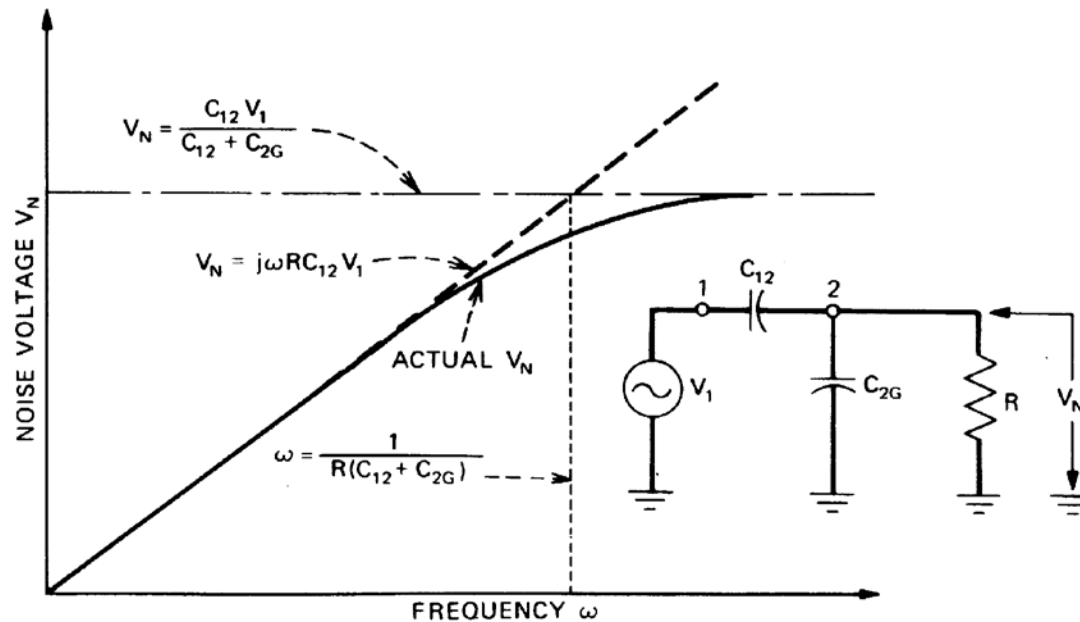


Figure 2-2. Effect of conductor spacing on capacitive coupling. In the case of 22-gauge wire, most of the attenuation occurs in the first inch of separation.

- Parasittisk kapasitans er proporsjonal med "arealet" delt på "tykkelsen". På figuren er dette d/D . Økes avstanden vil kurven følge en $1/x$ -kurve.

Grafisk fremstilling av begge tilfeller



$$\omega = \frac{1}{R(C_{12} + C_{2G})}$$

Figure 2-3. Frequency response of capacitive coupled noise voltage.

Kurven viser begge de to tilfellene vi har omtalt, det første på venstre side og det andre på høyre.

Bemerk at uttrykket for tilfelle 2 også er en øvre grense for område 1. En kan derfor bruke dette uttrykket som et "worst case"-estimat. Det kan også være greit å bruke dette uttrykket hvis en ikke kjenner frekvensspekteret til støysignalet eller hvis en ikke kjenner R.



Parasittiske kapasitanser på en ASIC

(som ikke ligger i modellene av enkelt komponentene.)

- Kryssende metall og poly-ledere
- Parallele metall og poly-ledere
- Mellom leder og substrat

Effekten av skjerming

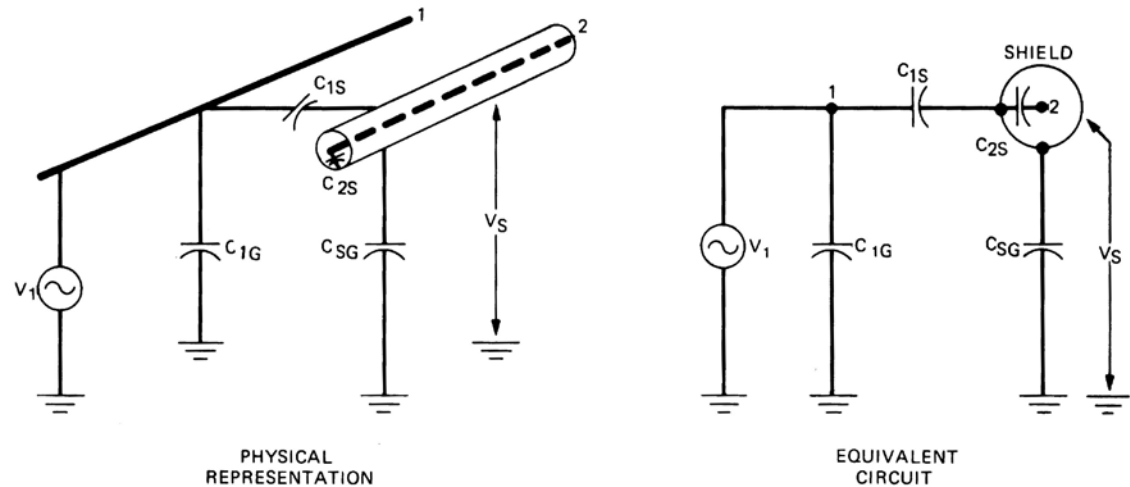


Figure 2-4. Capacitive coupling with shield placed around receptor conductor.

a) Initiell forenkling:

- Heldekkende skjerm rundt leder 2.
- Skjerm og leder har uendelig motstand mot alt.

$$V_S = \left(\frac{C_{1S}}{C_{1S} + C_{SG}} \right) V_1$$

Bemerk at C_{2S} ikke inngår.

V_S har samme potensialet som vi beregnet for leder 2 tidligere med uendelig motstand R .

$$V_N = V_S$$

b) Skjerm er jordet

$$V_N = V_S = 0$$

Effekten av skjerming

c) Skjerm er ikke heldekkende

$$V_N = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G} + C_{2S}} V_1$$

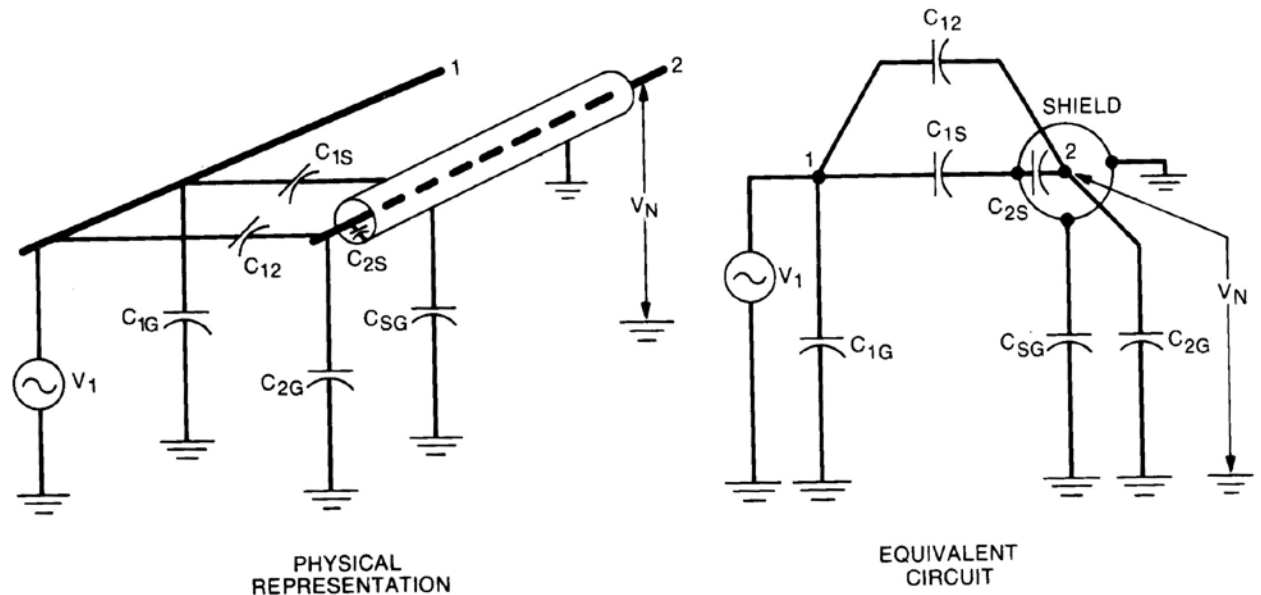


Figure 2-5. Capacitive coupling when center conductor extends beyond shield; shield rounded at one point.

Tilfelle 2 som omtalt tidligere men:

- C_{12} er redusert
- C_{2G} er "utvidet" med C_{2S}
- \Rightarrow Redusert kapasitiv kobling

Effekten av skjerming

d) Motstand mellom leder 2 og jord

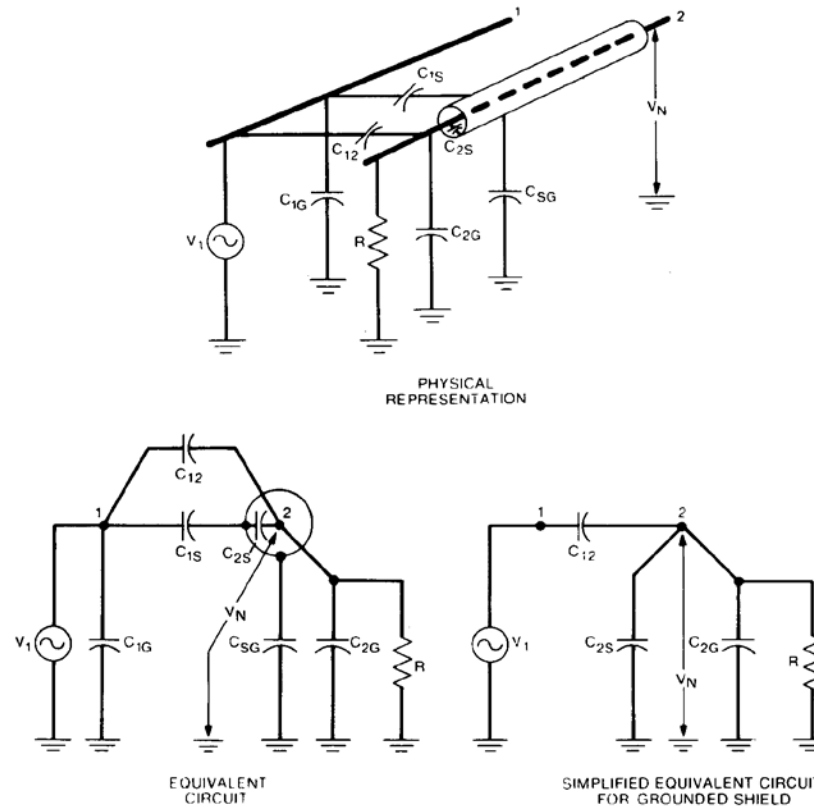


Figure 2-6. Capacitive coupling when receptor conductor has resistance to ground.

Som vår opprinnelige modell men C_{2G} er utvidet med C_{2S} .

Kan også her dele i to tilfeller.

Tilfelle 1 og 2 med delevis skjerm

Tilfelle 1:

$$R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G} + C_{2S})}$$

Økningen i kapasitans C_{2S} er større enn reduksjonen i kapasitans C_{12} . Grensefrekvensen mellom de to tilfellene har dermed sunket.

Smittestøyen er fortsatt:

$$V_N = j\omega RC_{12} V_1$$

men nå med en kraftig redusert C_{12} .

Tilfelle 2...

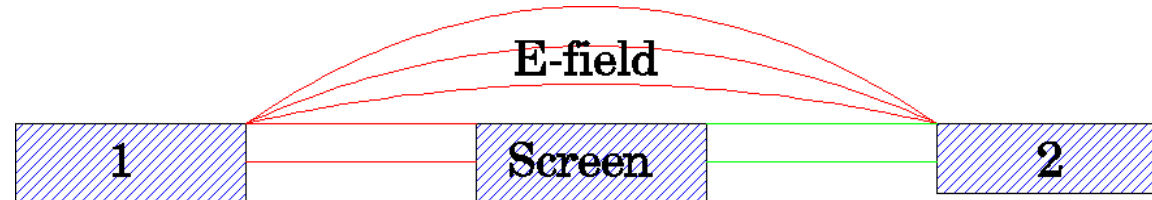
... blir som med uendelig motstand behandlet foran.

Hvordan bør skjermen være....?

- Skjermens viktigste funksjon er å redusere C_{12} . Forutsatt dette bør C_{2s} være liten eller stor? D.v.s. bør skjermen ligge nærme støyobjektet eller bør det ha en viss avstand? Ut fra uttrykkene vi satte opp tidligere så kan det se ut som om C_{2s} bør være størst mulig. Men hvis en sensor genererer en ladning så vil en av og til ønske at mest mulig av denne ladningen kommer på forforsterkerens inngangskapasitans (transistorgaten). Det vil da ikke være ønskelig å ha for mange ekstra kapasitanser på signallederen. Det kan da være ønskelig at skjermen legges i en viss avstand fra signallederen.

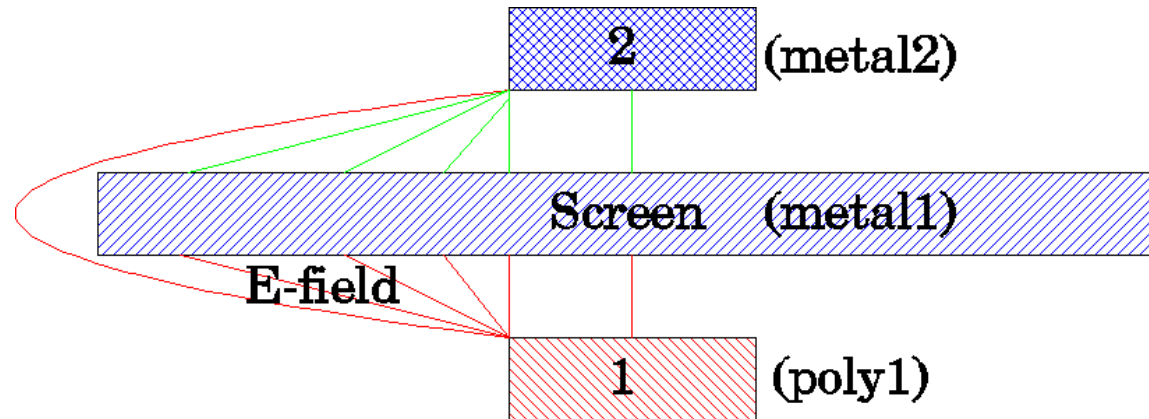
Skjermer på ASICs

- Horizontal skjerm mellom ledere:



Øker kapasitans mot stabilt potensiale C_{2G}. Begrenset virkning på C₁₂.

- Vertikal skjerm mellom ledere:



Reduserer C₁₂ og øker C_{2G} hvis skjermen er bred nok.

Implementasjon

Kryssende ledere:

F.eks. støyobjekt i M2, støykilde i poly og skjerm i M1.

Støy i substrat:

Estimat: Vanskelig å estimere. I "worst case" estimat betraktes substratet som ledende.

Mottiltak: Legg støyobjekt i høyeste metallag. Skjerm i metall, poly eller brønn. Brønn må sikres med mange brønnkontakter for lav motstand mot områder under støyobjektet. (Brønner legges på skjermpotensialet, ikke VCC etc).

Mottiltak mot kapasitiv støy

1. Unngå kryssning
2. Minimaliser lederbredden i krysningspunktet
3. Øk avstand
4. Bruk skjerm
5. Legg på kapasitiv jordlast
6. Velg isolasjonen med mindre ϵ_r
7. Reduser utgangsmotstanden til linjedriveren
8. Reduser frekvens (unngå steile flanker)
9. Reduser støykildens spenningsving
10. Generer motstøy

Generere motstøy

Eksempel:

I et område med dynamiske hukommelselementer så må en krysse med ledere som fører digitale kontrollsignaler. Et spenningsving på disse på f.eks. 5V vil generere støy i elementene. For å kompensere for dette kan en samtidig rute de inverterte digitale signalene kryssende over hukommelselementene. De inverterte signalene behøver ikke å bli brukt til noe. Det som er viktig er:

- Spenningspranget må være likt men i motsatt retning.
- Den kapasitive koblingen må være mest mulig lik.

INDUKTIV KOBLING

$$\phi = LI$$

L: induktans, I: strøm i lukket krets, ϕ : magnetisk fluks

L er funksjon av geometrien til den lukkede kretsen og materialer i det magnetiske feltet

$$M_{12} = \frac{\phi_{12}}{I_1}$$

M_{12} mutal (gjensidig) induktans mellom krets 1 og krets 2.

ϕ_{12} flux i krets 2 på grunn av strøm i krets 1.

I_1 strøm i krets 1

Induktiv kobling

$$V_N = -\frac{d}{dt} \int_A B \cdot d\mathbf{A}$$

Spenningen V_N generert i en sløyfe rundt et areal A med flukstettheten B igjennom. A og B er vektorer. (Vektoren A står normalt på planet.)

Spesialtilfelle hvor vi oppnår: $V_N = j\omega BA \cos \theta$

A er konstant, B varierer med en sinusfunksjon men er samtidig konstant over hele A , θ er vinkelen mellom A og B .

Siden $\phi_{12} = BA \cos \theta$ så kan vi sette inn i forrige uttrykk og få:

$$V_N = j\omega MI_1 = M \frac{di_1}{dt}$$

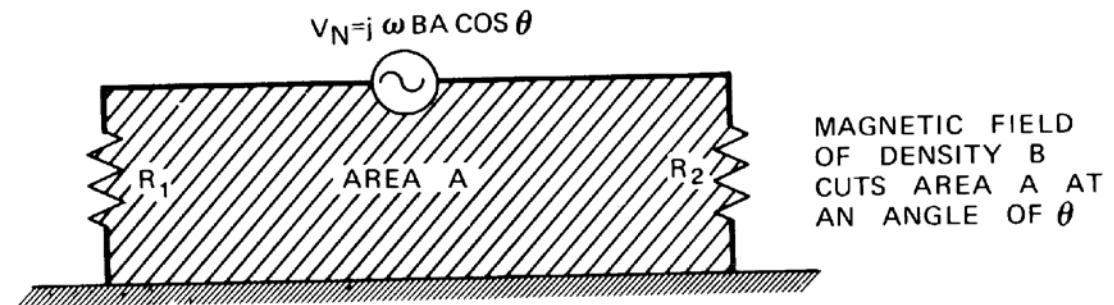


Figure 2-7. Induced noise depends on the area enclosed by the disturbed circuit.

Induktiv kobling mellom to ledere

(Lederene er begge deler av hver sine lukkede strømsløyfer)

Hvordan redusere uønsket induktiv kobling:

- Øke avstanden mellom kretsene
- Tvinne kildelederne (forutsatt at strømmen går gjennom er returleder og ikke gjennom jordplan etc.)
- Redusere mottaksarealet ved å legge lederen nærmere jordplanet
- Tvinne mottakslederne (forutsatt strømmen går igjennom en returleder og ikke gjennom jordplan.)

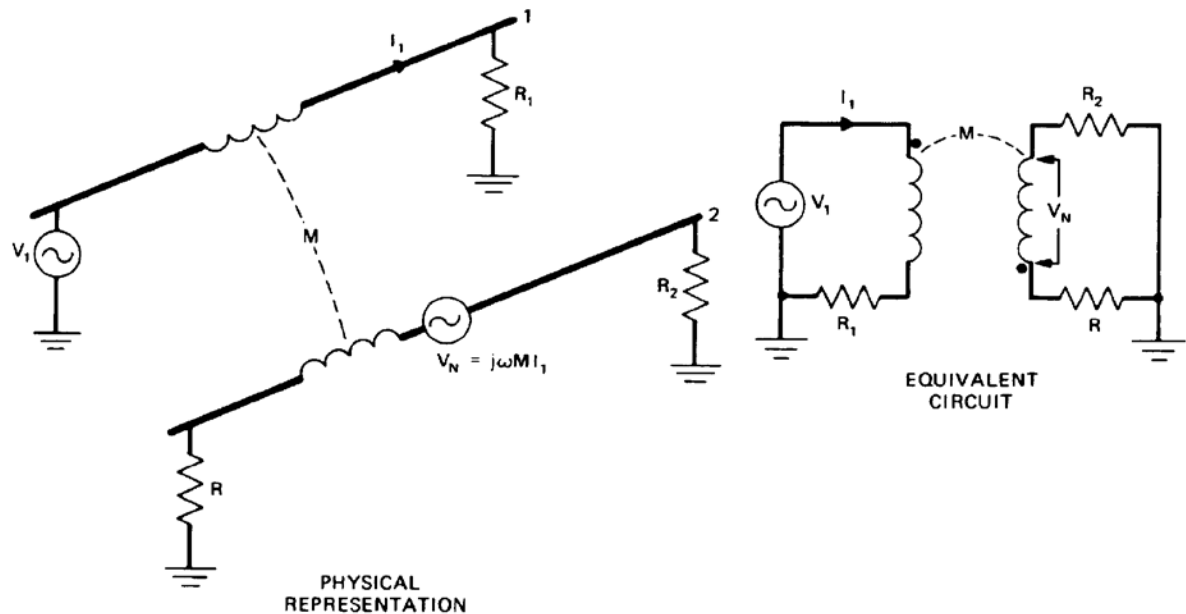


Figure 2-8. Magnetic coupling between two circuits.

- Orienterer kilde og mottaker normalt på hverandre
- Skjerming

Identifisering av E- og M-felt

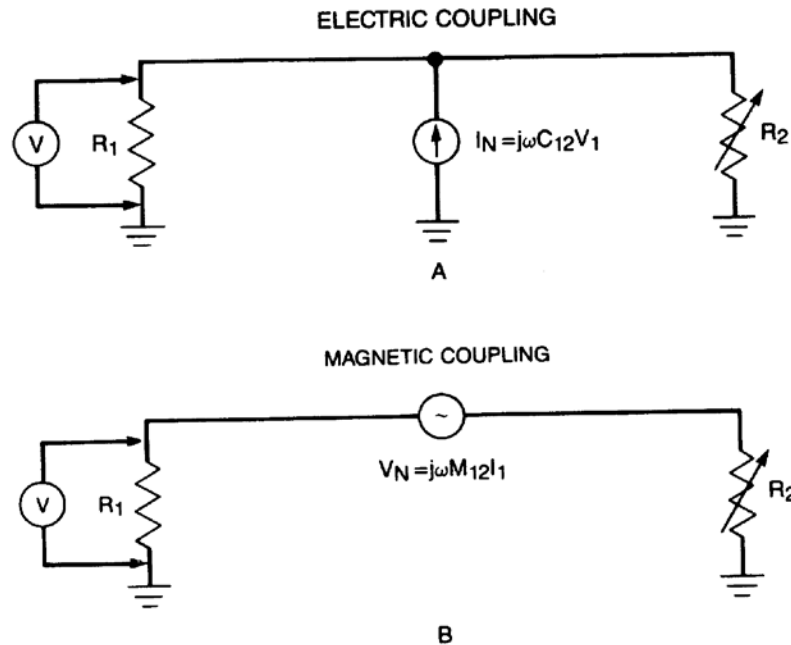


Figure 2-9. (A) Equivalent circuit for electric field coupling; (B) equivalent circuit for magnetic field coupling.

Når R_2 reduseres..... hvis spenningen målt over R_1

øker så er koblingen induktiv mens hvis den reduseres så er koblingen kapasitiv.

Dette eksemplet viser hvordan vi kan oppdage om støyen skyldes et E-felt eller et M-felt.

Når vi har funnet ut dette kan vi ta videre tiltak rettet mot direkte mot den støytypen vi har identifisert.