

# Beregning av gjensidig induktans

Biot-Savarts lov:

$$B = \frac{\mu I}{2\pi r}$$

Hvor  $B$  er magnetisk flukstetthet i avstand  $r$  fra en lang leder med strømmen  $I$ .

- Øker med større  $I$
- Avtar med større  $r$

## Eksempel:

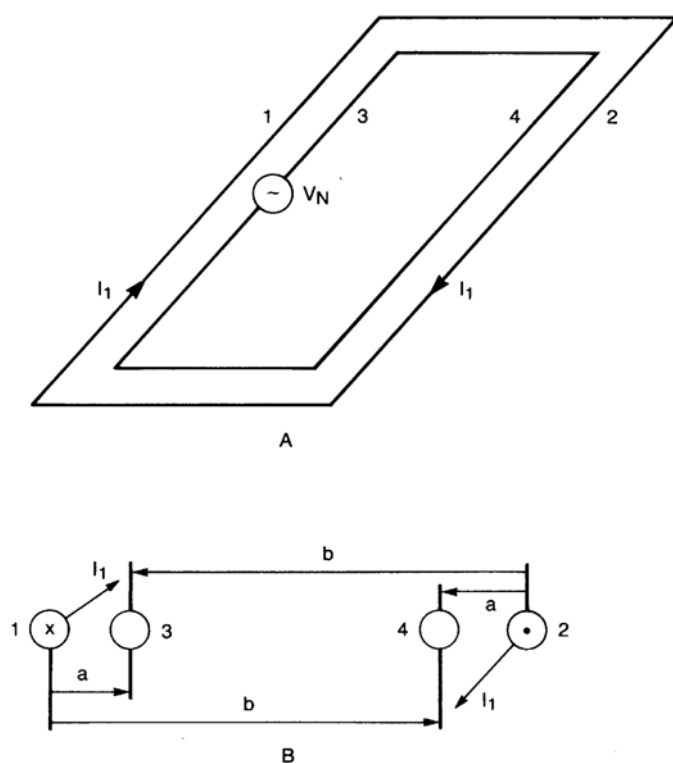


Figure 2-10. (A) Nested coplanar loops; (B) cross-sectional view of A.

Antar langsidenes mye lenger enn kortsidenes  
(som vi neglisjerer)

$I_1$ : Strøm i ytre ring (1 og 2).

$V_N$ : Indusert spenning i indre ring (3 og 4).

$a$ : er avstand mellom ytre og indre ring.

$b$ : er avstand mellom ytre ring og indre ring på  
motsatt side.

$$\theta_{12} = \int_a^b \frac{\mu I_1}{2\pi r} dr = \frac{\mu I_1}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

Flux i kretsen dannet av 3 og 4 p.g.a.  
strømmen i 1.

Leder 2 danner en lik flux i samme retning.

Total flux blir dermed det dobbelte.

Total flux i 3 og 4 p.g.a. 1 og 2:

$$\theta_{12} = \left[ \frac{\mu}{\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \right] I_1$$

Vi bruker følgende uttrykk presentert tidligere:

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

og setter inn

$$\mu = 4\pi \times 10^{-7}$$

og får

$$M = 4 \times 10^{-7} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

For å finne spenningen setter vi  $M$  inn i uttrykket vi fant før og får:

$$V_N = j\omega M I_1 = j\omega I_1 \cdot 4 \times 10^{-7} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

Eksempel:

$$f = 10\text{MHz}$$

$$I_1 = 100\mu\text{A}$$

$$a = 10\mu\text{m}$$

$$b = 3000\mu\text{m}$$

$$V_N = 14\text{mV}$$

# Effekt av skjerm rundt leder

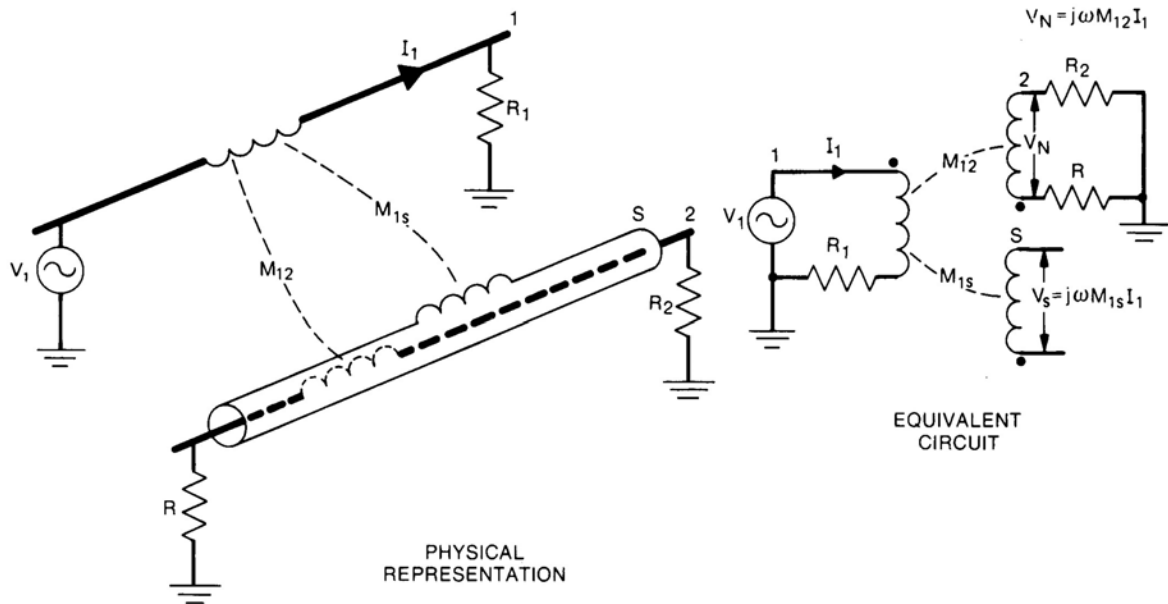


Figure 2-11. Magnetic coupling when a shield is placed around the receptor conductor.

Kilde (1) genererer en spenning i objektet (2)

a) Anta først:

Skjerm er ikke jordet og ikke-magnetisk

=> Skjermen har ingen virkning på 2

=> Indusert spenning på skjerm:

$$V_S = j\omega M_{1S} I_1$$

$M_{1S}$ : Gjensidig induktans mellom skjerm og 1.

b)

*Jording i en ende av skjermen vil ikke ha noen virkning !! (Forutsatt ikke-magnetisk skjerm)*

c) Anta:

Skjerm jordet i begge ender:

- ⇒ Spenningen induisert i skjermen vil medføre at det går en strøm i skjerm
- ⇒ Denne strømmen vil igjen indusere støy i 2.

Magnetisk kobling mellom skjerm og innerleder ? Denne sammenhengen må finnes før vi går videre.

# Magnetisk kobling mellom skjerm og innerleder

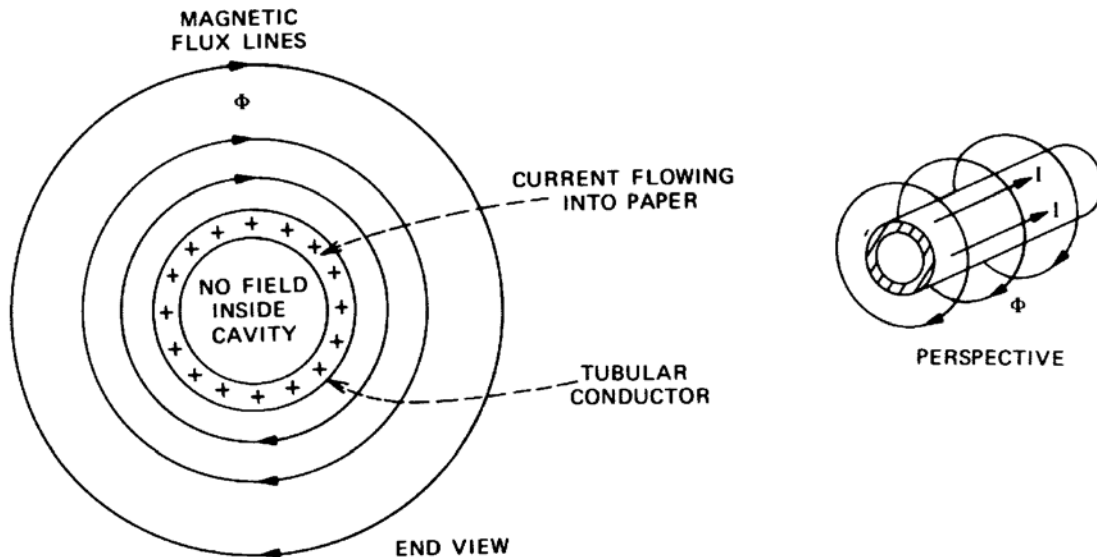


Figure 2-12. Magnetic field produced by current in a tubular conductor.

a) Anta først en leder formet som et rør.  
(Samme tykkelse over alt. Uniform  
strømfordeling)

- ⇒ Ingen magnetiske feltlinjer inne i røret
- ⇒ Magnetisk felt utenfor

b) Leder plasseres i røret (D.v.s. for eksempel en Coax).

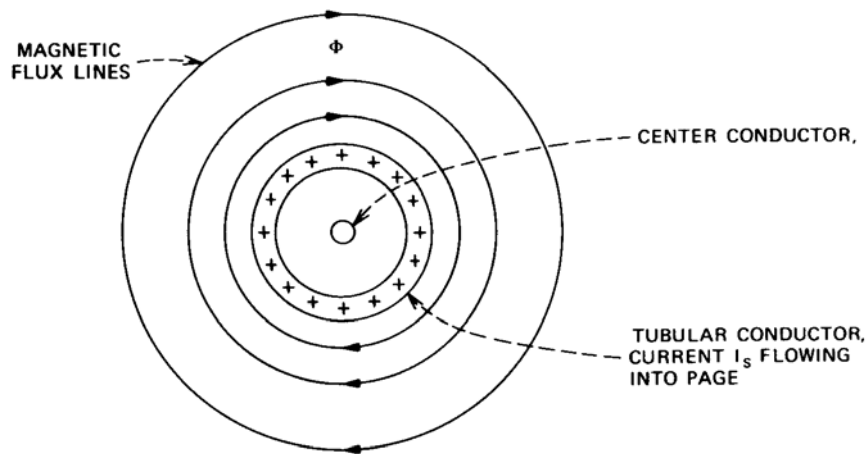


Figure 2-13. Coaxial cable with shield current flowing.

$$L_S = \frac{\phi_S}{I_S}$$

$L_S$ : Induktans i skjerm ("røret")

$I_S$ : Strøm i skjerm ("røret")

$\phi$ : Felt generert av skjerm: Omslutter både skjerm og leder

$$M = \frac{\phi_C}{I_S}$$

$M$ : Gjensidig induktans

$$\phi_S = \phi_C$$

=> Vi får den viktige sammenhengen:

$$M = L_S$$

*Gjensidig induktans mellom skjerm og leder er lik induktansen til skjermen !*



Forutsatte:

- Ingen feltlinjer i skjerm
- Uniform fordeling av strøm i skjerm

Forutsatte ikke:

- At leder var plassert i sentrum av skjermen  
(behøver ikke å være coaxial)

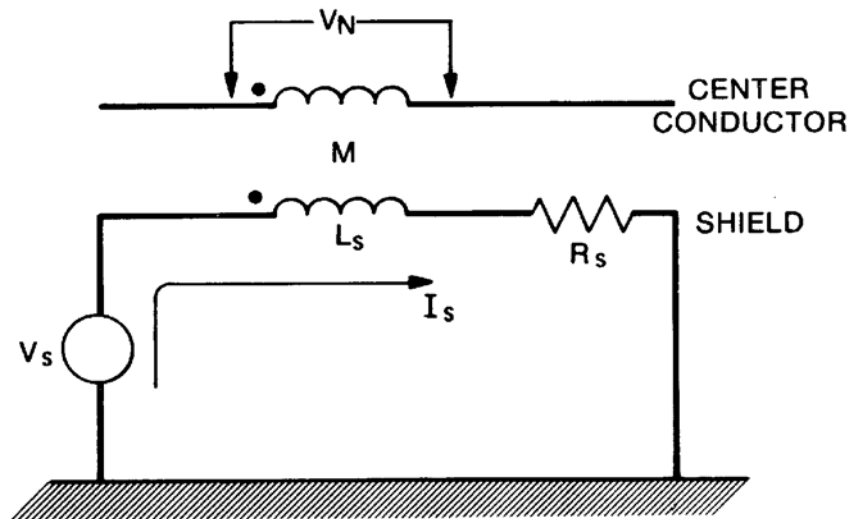


Figure 2-14. Equivalent circuit of shielded conductor.

$V_s$ : Spenning i skjerm induisert p.g.a. en ytre kilde (som ikke er tegnet)

$I_s$ : Strøm i skjerm som resultat av  $V_s$  over  $L_s$  og  $R_s$ .

$$V_N = j\omega M I_s$$

$V_N$ : Spenning induisert innerleder p.g.a.  $I_s$

Vi finner strømmen  $I_s$ :

$$V_s = I_s (R + j\omega L)$$

og bytter litt om slik at vi får:

$$I_s = \frac{V_s}{L_s} \left( \frac{1}{j\omega + R_s / L_s} \right)$$

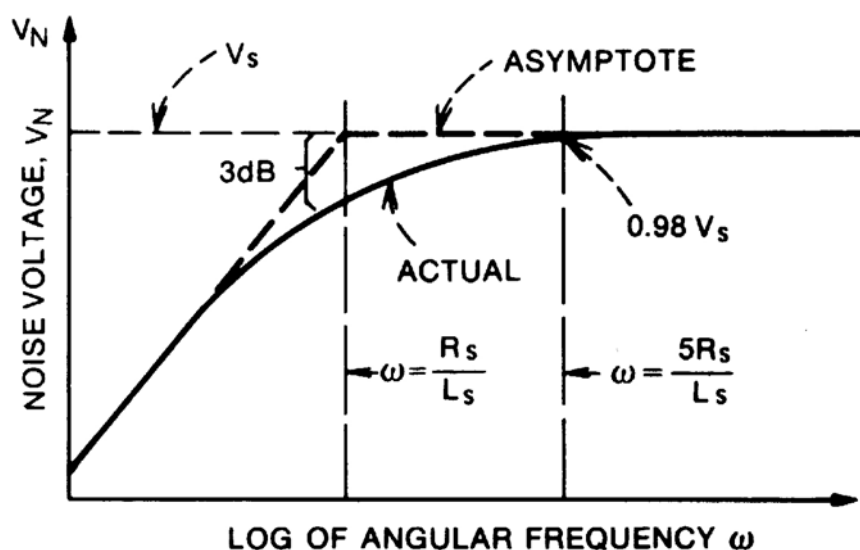
Sammensatt med tidligere uttrykk så får vi:

$$V_N = \left( \frac{j\omega M V_S}{L_S} \right) \left( \frac{1}{j\omega + R_S / L_S} \right)$$

Siden  $L_S = M$  så reduserer vi uttrykket til:

$$V_N = \left( \frac{j\omega}{j\omega + R_S / L_S} \right) V_S$$

Plotter vi denne så får vi:



**Figure 2-15.** Noise voltage in center conductor of coaxial cable due to shield current.

Lave frekvenser:  $V_N = (j\omega L_S / R_S) V_S$

Høye frekvenser:  $V_N = V_S$

Cut-off frekvens:

$$\omega_c = \frac{R_S}{L_S} \qquad f_c = \frac{R_S}{2\pi L_S}$$

Ønsker vi at  $R_S / L_S$  skal være liten eller stor ?

Liten  $R_s/L_s$  betyr  
lavere cut-off frekvens, raskere stigning under  
cut-off.

Oppnås med

- Liten motstand i skjerm
- Stor induktans i skjerm

**Table 2-1 Measured Values of Shield Cutoff Frequency ( $f_c$ )**

Cable	Impedance ( $\Omega$ )	Cutoff Frequency (kHz)	Five Times Cutoff Frequency (kHz)	Remarks
Coaxial cable				
RG-6A	75	0.6	3.0	Double shielded
RG-213	50	0.7	3.5	
RG-214	50	0.7	3.5	Double shielded
RG-62A	93	1.5	7.5	
RG-59C	75	1.6	8.0	
RG-58C	50	2.0	10.0	
Shielded twisted pair				
754E	125	0.8	4.0	Double shielded
24 Ga.	—	2.2	11.0	
22 Ga. <sup>a</sup>	—	7.0	35.0	Aluminum-foil shield
Shielded single				
24 Ga.	—	4.0	20.0	

<sup>a</sup>One pair out of an 11-pair cable (Belden 8775).

frequency than any other. This is due to the increased resistance of its thin aluminum-foil shield.

Vi ser at cut-off frekvensen ligger i området 2-20kHz.

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

# Effekt av skjerm rundt leder jordet i begge ender

(Vi hopper tilbake til der vi var før vi så på coaxen)

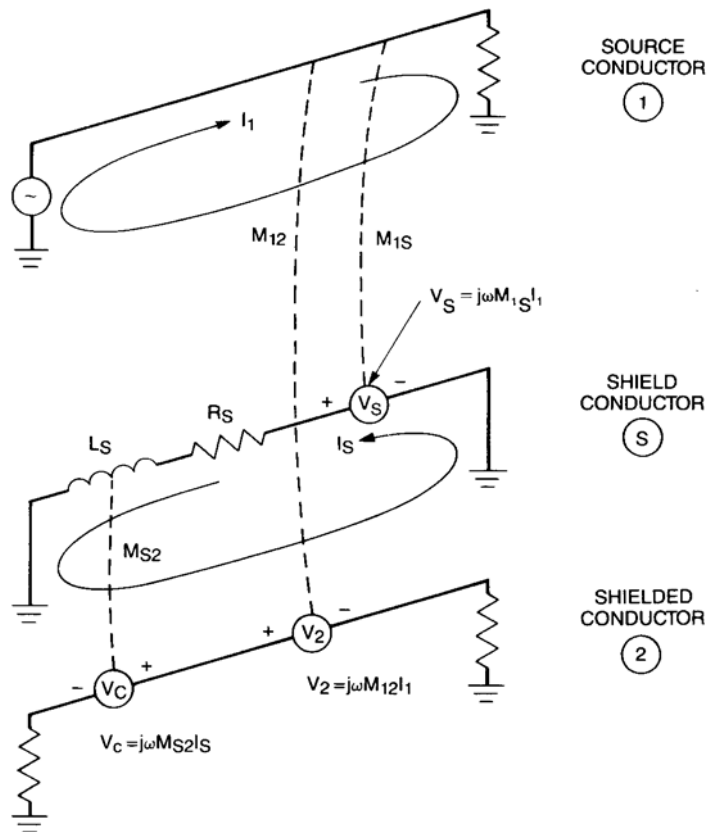


Figure 2-16. Magnetic coupling to a shielded cable with the shield grounded at both ends.

$V_N$  er et resultat av direkte stråling fra kilde og fra stråling via skjerm.

$$V_N = V_2 - V_C$$

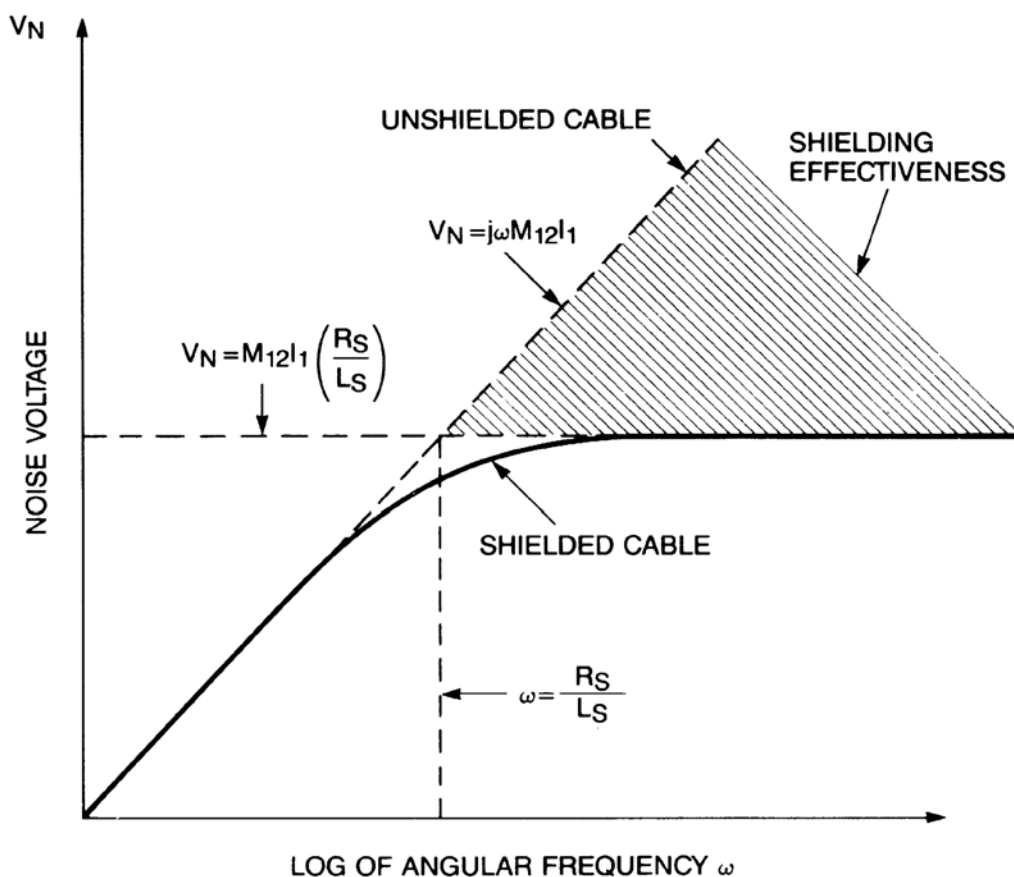
Vi får da uttrykket for en dobbelt jordet skjerm:

$$V_N = j\omega M_{12} I_1 \left[ \frac{R_S / L_S}{j\omega + R_S / L_S} \right]$$

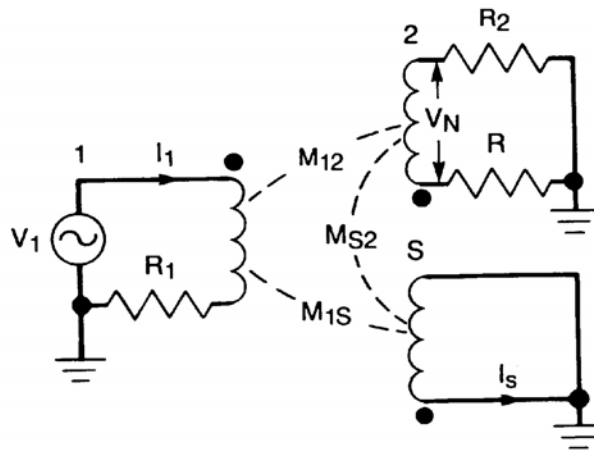
- Skjermen bidrar her med leddet i parantesen.
- Uten skjerm ville vi bare ha leddet foran parantesen.

Lav frekvens:  $V_N = j\omega M_{12} I_1$

Høy frekvens:  $V_N = M_{12} I_1 (R_S / L_S)$



**Figure 2-17.** Magnetic field coupled noise voltage for an unshielded and shielded cable (shield grounded at both ends) versus frequency.



**Figure 2-18.** Transformer analogy of magnetic field coupling to a shielded cable when shield is grounded at both ends ( $M_{S2}$  is much larger than  $M_{12}$  or  $M_{1S}$ ).

Tegningen viser en transformer modell av systemet:

Skjerm virker som en kortsluttet vikling som vil kortslutte noe av spenningen i 2.



## Skjerming for å unngå utstråling

### Først litt generelt:

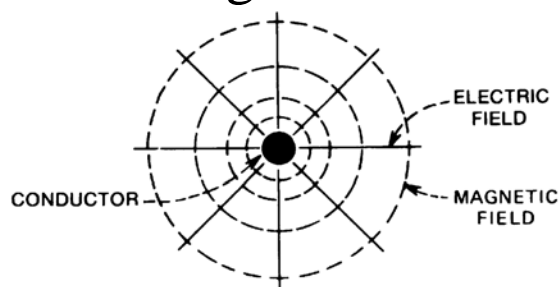


Figure 2-19. Fields around a current-carrying conductor.

En leder vil sette opp et radielt elektrisk felt og et sirkulært magnetisk felt.

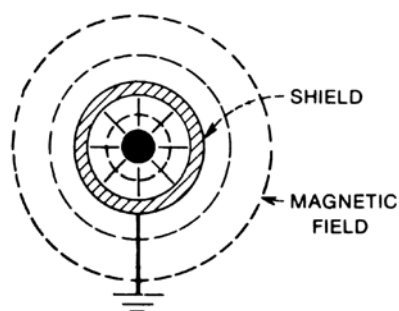


Figure 2-20. Fields around shielded conductor; shield grounded at one point.

En skjerm jordet i et punkt vil terminere det elektriske feltet.

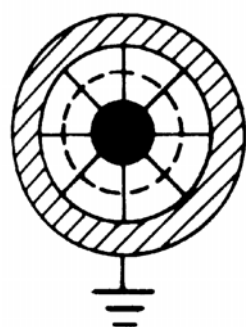
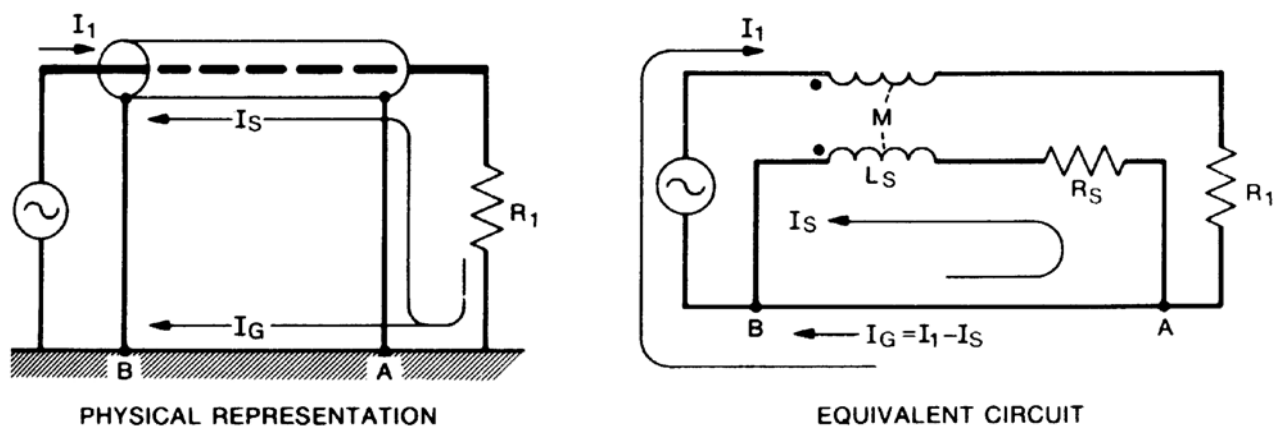


Figure 2-21. Fields around shielded conductor; shield grounded and carrying a current equal to the conductor current but in the opposite direction.

Like store motsatt rettede strømmer i skjerm og senterleder eliminerer eksternt magnetisk felt.



**Figure 2-22.** *Division of current between shield and ground plane.*

Det betyr at returstrømmen bør gå i skjerm fremfor i jord.

Vi setter opp uttrykket:

$$0 = I_S (j\omega L_S + R_S) - I_1 (j\omega M)$$

Siste leddet er spenningen i skjerm som funksjon av strøm i senterleder. Første ledd angir den samme spenningen som en funksjon av strømmen den generer i skjermen.

Ingen motstand i jordplanet !

Vi har at  $M=L_S$ .

Dette gir følgende uttrykk for  $I_S$ :

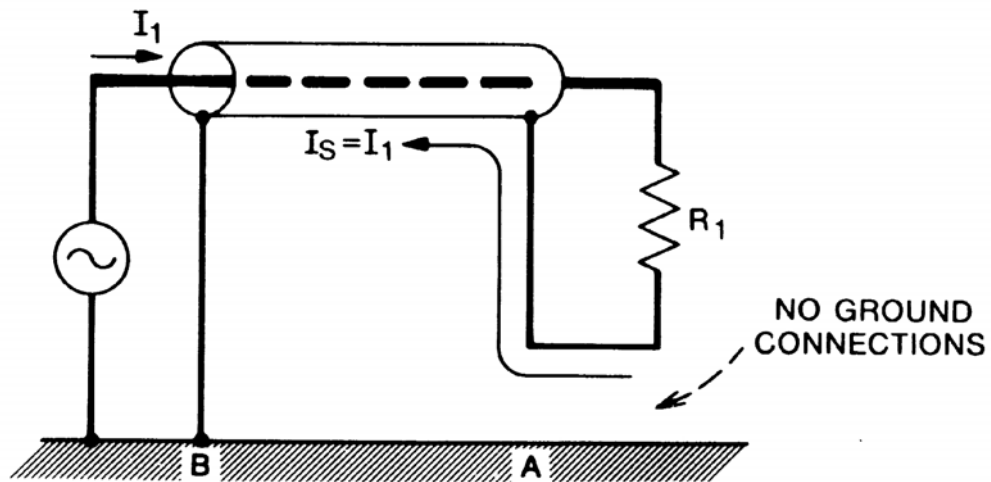
$$I_s = I_1 \left( \frac{j\omega}{j\omega + R_s/L_s} \right) = I_1 \left( \frac{j\omega}{j\omega + \omega_c} \right)$$

Lave frekvenser:  $I_s = I_1 j\omega L_s / R_s$

Høye frekvenser:  $I_s = I_1$

*Ved høye frekvenser oppnår vi altså uten videre det vi ønsker: Returstrømmen går i skjermen fremfor å gå i jordplanet (selv om jordplanet har  $0\Omega$  resistans). Returstrømmen blir like stor som strømmen i senterlederen og det magnetiske feltet utenfor skjermen forsvinner.*

Skjermen genererer en strøm som igjen genererer et like stort motfelt utenfor skjermen.



**Figure 2-23.** Without ground at far end, all return current flows through shield.

Hvis elektronikken på høyre side ikke er jordet så bør heller ikke skjermen være det. Da vil all returstrøm gå igjennom skjerm. Da vil man også eliminere det magnetiske feltet ved de lave frekvensene.

# Skjerming mot magnetisk innstråling

Det beste måten å beskytte mot magnetiske felter er å redusere størrelsen på sløyfene!

*NB! Spesielt må man passe på returstrøm gjennom jord. Den tar ofte en annen vei en konstruktøren har tatt utgangspunkt i og kan da medføre større sløyfeareal enn forutsatt.*

Om skjerm:

Hvis en skjerm medfører at returstrømmen tar en annen vei som medfører mindre sløyfe så gir dette bedret beskyttelse. Men beskyttelsen ligger da i den reduserte effektive sløyfestørrelsen og ikke i en magnetisk skjerming av kabelen

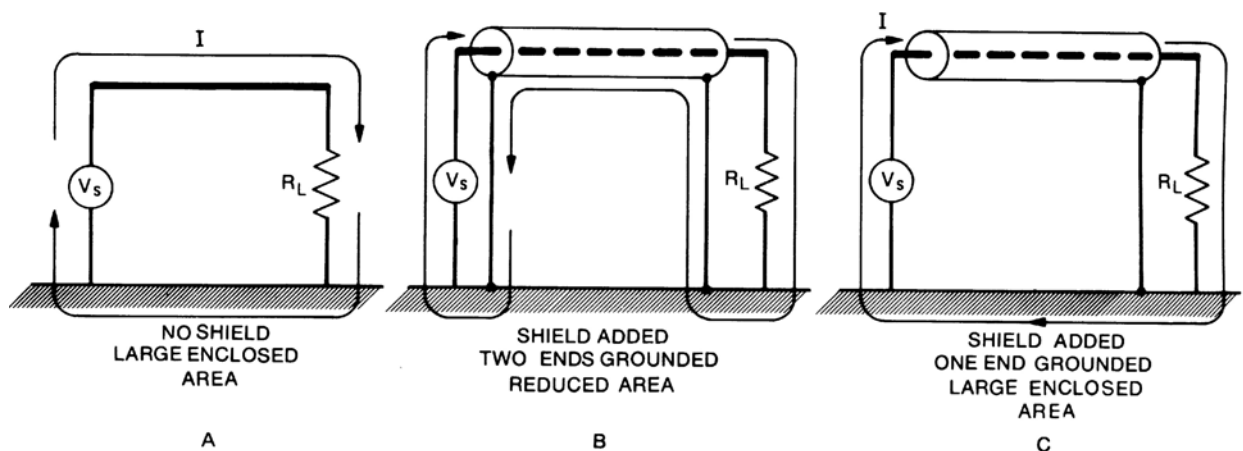


Figure 2-24. Effect of shield on receptor loop area.

Løsningen i Fig 2-24 B er best av de tre alternativene men har følgende begrensninger:

- Dårlig virkning ved lave frekvenser
- Støy produsert i skjerm vil medføre et spenningsfall i skjerm og dermed være en støykilde.
- Hvis det er en forskjell i jordpotensialet mellom de to endene så vil også dette innebære en støyspenning i kretsen.

*D.v.s. magnetisk bra men elektrisk dårlig.*

Støyspenningen introdusert er skjermstrømmen ganger skjerm impedansen.

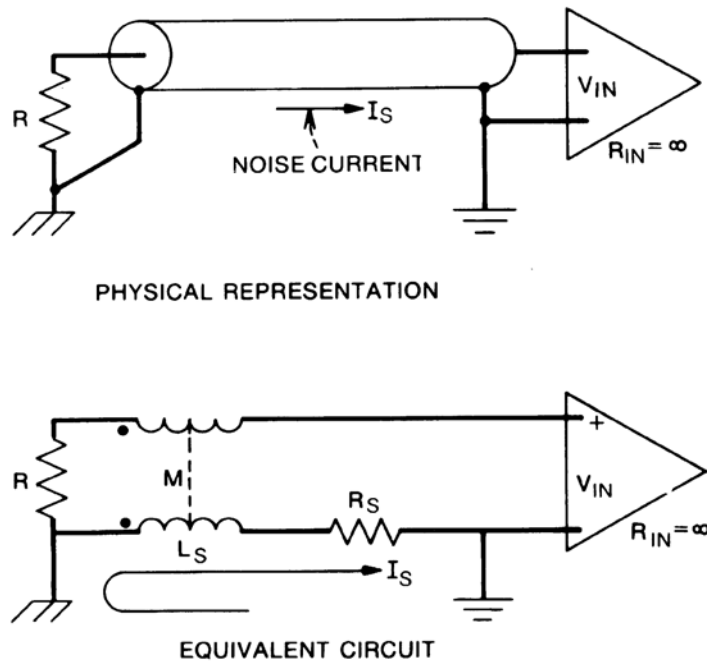


Figure 2-25. Effect of noise current flowing in the shield of a coaxial cable.

Vi setter opp spenningen på forsterkerinngangen som skyldes støystrømmen gjennom skjermen. D.v.s. vi vil se forskjellen i differansen over forsterkerinngangen og differansen over kildemotstandem  $R$ . Vi har at strøm i senterleder og skjerm er like store og siden  $M=L_S$  så vil spenningsfallet over spolene eliminere hverandre og vi sitter igjen med:

$$V_{IN} = -j\omega M I_S + j\omega L_S I_S + R_S I_S$$

$$V_{IN} = R_S I_S$$

## Shield Transfer Impedance

”Shield transfer impedance” er open-loop spenning mellom skjerm og senterleder dividert på skjermstrømmen. Dette regnes pr. lengdeenhet.

Denne kan skrives:

$$Z_T = \frac{1}{I_S} \left( \frac{dV}{dl} \right)$$

hvor

$Z_T$ : gis i  $\Omega/m$ ,

$I_S$ : skjermstrøm,

$V$ : spenning mellom skjerm og senterleder og

$l$ : lengde av kabel i  $m$ .



Eksempel på forholdet mellom  $Z_T$  og  $R_{DC}$  er gitt i plottet under:

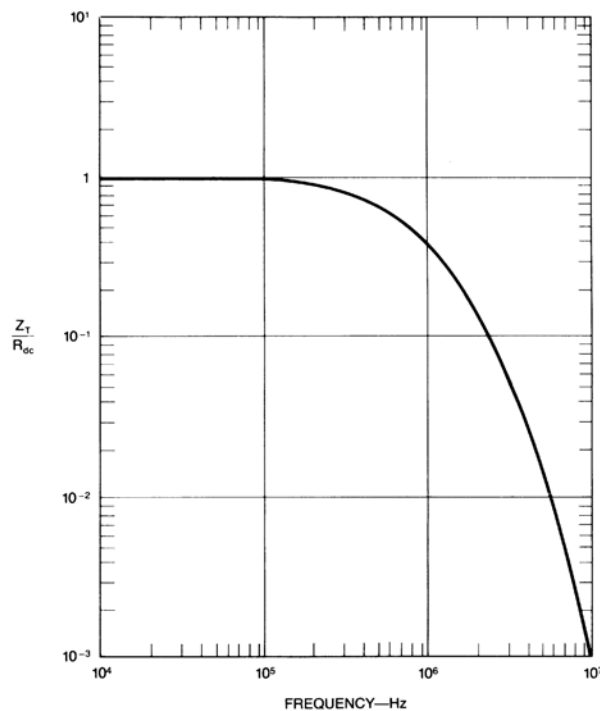


Figure 2-26. Magnitude of normalized transfer impedance for a solid shield.

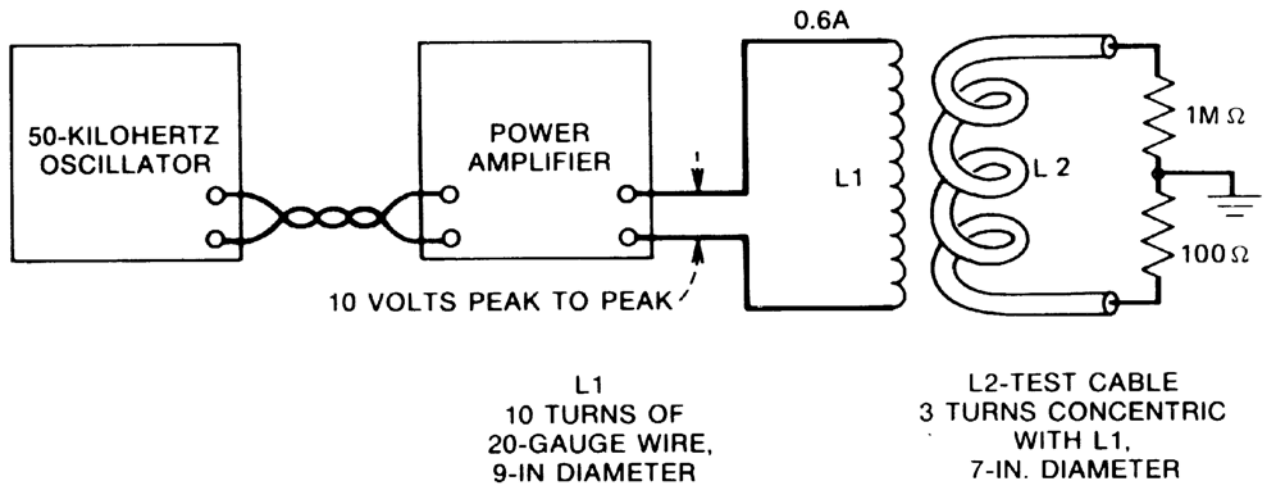
X-akse: frekvens, Y-akse:  $Z_T/R_{DC}$

Plottet gjelder en kabel med hel skjerm (ikke strømpe)

Ved høye frekvenser avtar  $Z_T$  på grunn av skinn-effekten. Skinneffekten medfører at strøystømmen blir på yttersiden mens signalstrømmen blir på innersiden og dermed eliminerer impedanskoblingen mellom de to strømmene.

# Eksempler: Lab. test

Test oppsett:



**Figure 2-27.** Test setup of inductive coupling experiment.

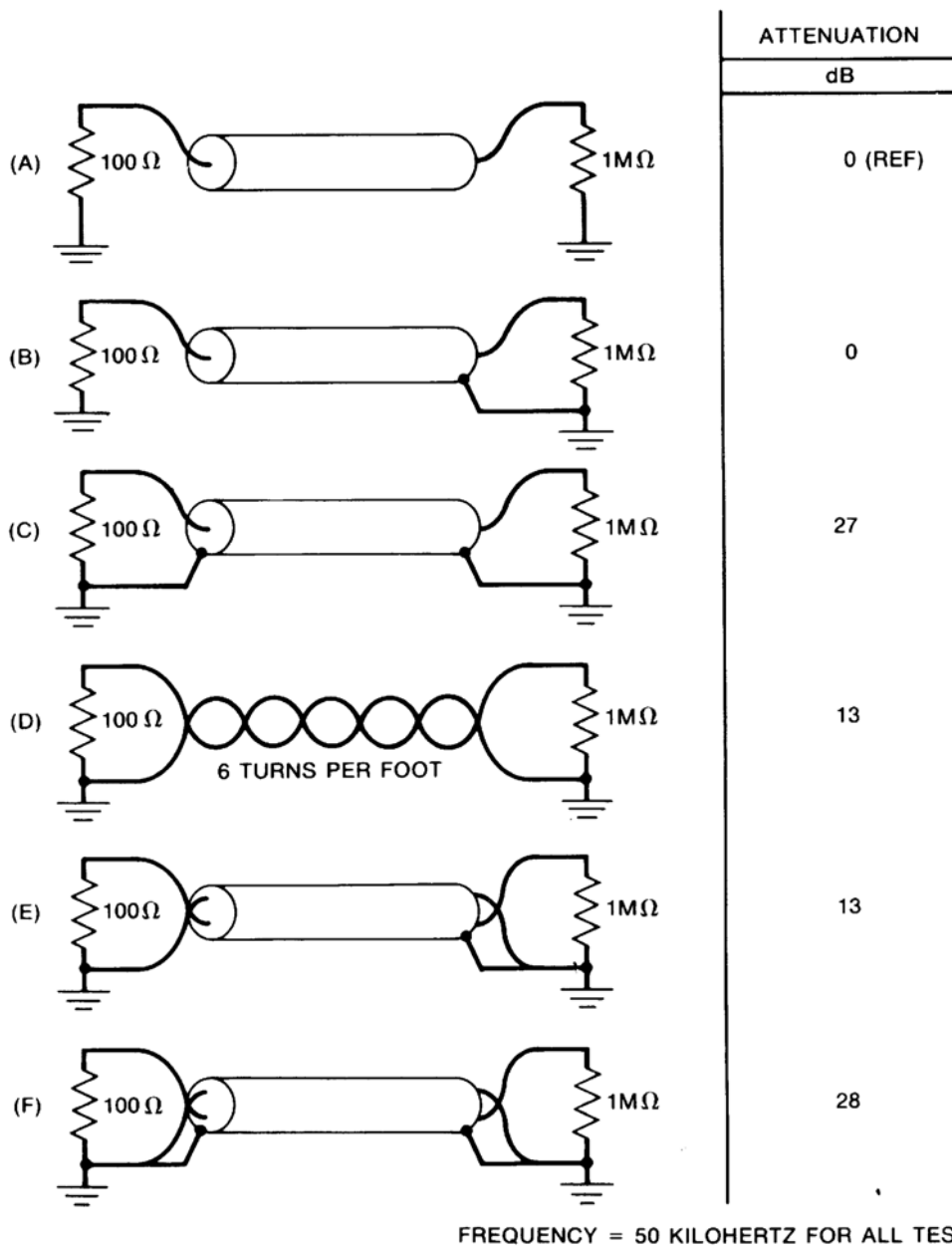
L2 er kableen under test.

Frekvensen som brukes er 50kHz som er godt over grensefrekvensen for alle testkableene.

Kabeloppsett A-F (første figur) har jordet last i begge kabel ender.

Kabeloppsett G-K (andre figur) har jordet last bare i en ende.

Testoppsett A brukes som referanse for de øvrige.



**Figure 2-28.** Results of inductive coupling experiment; all circuits grounded at both ends.

A og B: Ingen dempning p.g.a. skjerm

C: Bedre dempning men støy blir introdusert

D: Twisted pair gir noe dempning men siden ikke all returstrømmen går igjennom jordlederen vil det effektive mottaksfeltet for det magnetiske feltet være større enn selve kablelen.

E: Sette en skjerm rundt og jorde i en ende har ingen virkning.

F: Jorde skjerm i begge ender har bedre virkning og vi får omtrent samme dempning som coax med jording i begge ender.

Helst bør ingen av disse løsningene brukes. Hvis lasten må jordes i begge ender bør en bruke løsning C eller F.

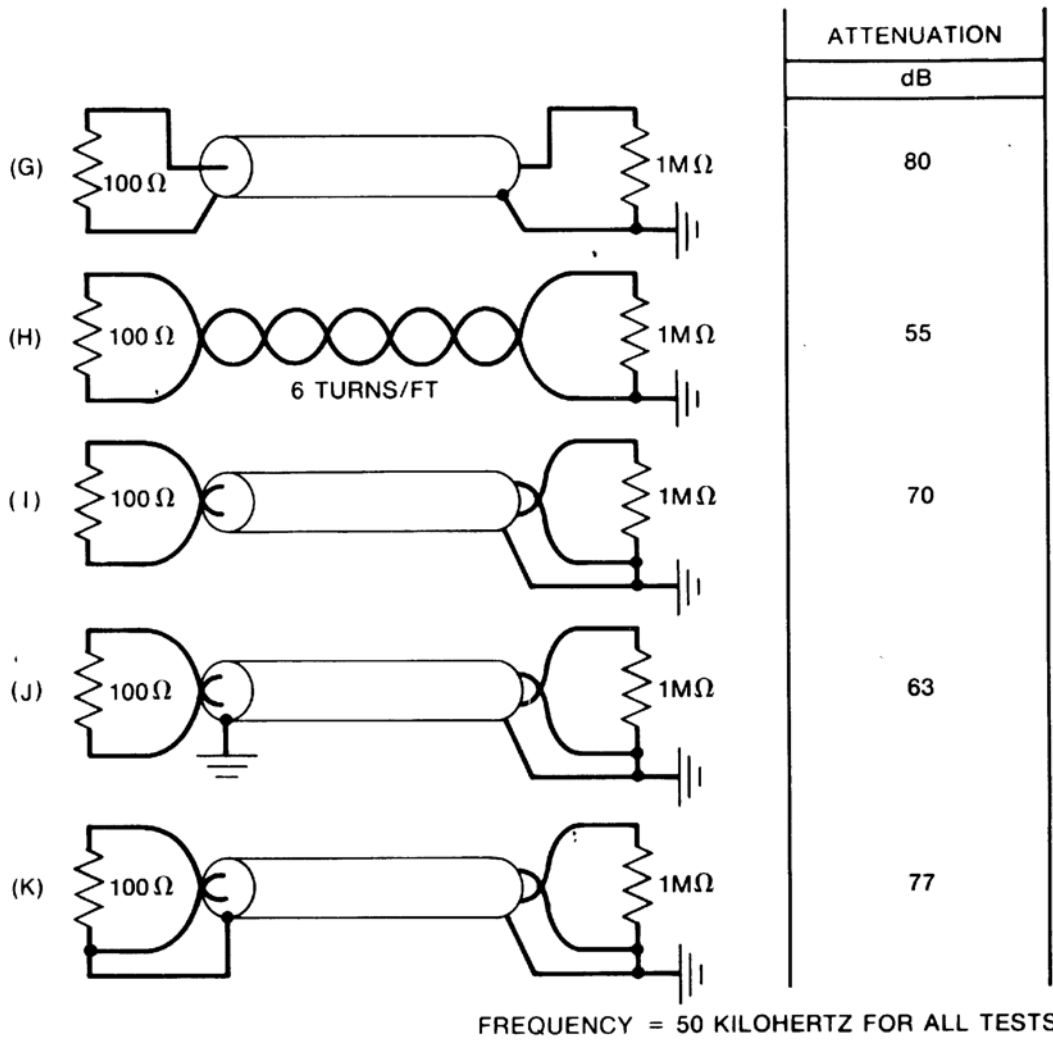


Figure 2-29. Results of inductive coupling experiment; all circuits grounded at one end only.

G: Redusert sløyfe gir mindre støy som forventet

H: Bedre dempning enn for de tidligere tvunnene kablene men dårligere enn G. Skyldes kanskje at en får noe elektrisk felt kobling.

Vi husker at en skjerm jordet i en ende demper elektrisk felt og ikke magnetisk felt.

I: Består av H med skjerm jordet i en ende. vi ser at støyen er dempet og vi har altså fjernet noe elektrisk feltekobling (kapasitiv kobling).

Større dempning i G enn i I må skyldes at G har et mindre sløyfeareale enn I i dette tilfelle. Det er generelt ikke riktig.

Økt viklingstetthet vil gi bedre dempning. En vikling pr. 5cm tilsvarer ca kat. 3 kabel. Kat. 5 kabler har ca en tvinning pr. cm.

Vanligvis vil en foretrekke I fremfor G ved lave frekvenser siden jord som skjerm og jord som returleder er adskilt.

J: Jorde skjerm i begge ender gir noe redusert skjerming i forhold til I. *This is due to the high shield current in the ground loop formed by the shield inducing unequal voltages in the ground loop formed by the shield inducing unequal voltages in the two center conductors.*

K: Gir fordelene til coax og twisted-pair og større dempning. Men K er ofte ikke ønskelig fordi støy fanget opp på skjermen kan gå gjennom signallederne. Det oftest best å ha bare et sammenkoblingspunkt.

Løsning I med større tvinnetetthet er derfor trolig den beste løsningen.

## Eksempler på selektiv skjerming

Skjermet løkke antenne ("shielded loop antenna"):

- Skjermer signal leder mot elektrisk felt mens magnetisk felt når igjennom
  - radio peiling
  - redusere opptak av støy i mottagere (de fleste lokale støykilder setter opp elektriske felt)

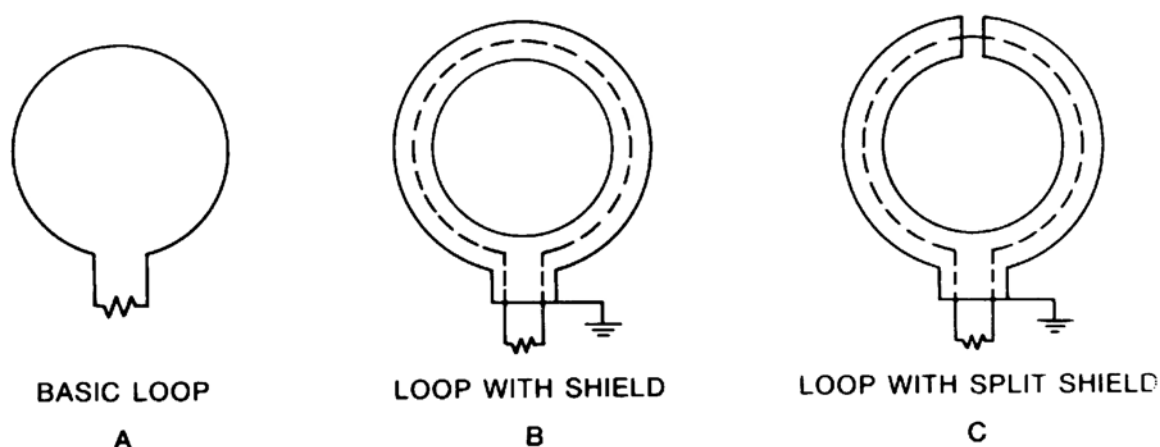


A) Men først – basic løkke antenne:

Spenningen generert av det magnetiske feltet i antennen er:

$$V_m = 2\pi fBA \cos \theta$$

(B: magnetisk felt, A: areal,  $\theta$ : vinkelen mellom feltet og normalen til arealet)



**Figure 2-30.** Split shield on loop antenna selectively reduces electric field while passing magnetic field.

Antennen er også en vertikal antenne for det elektriske feltet.

$$V_e = \frac{2\pi AE}{\lambda} \cos \theta'$$

$E$ : Elektrisk felt

$2\pi A/\lambda$ : Effektiv høyde for sirkulær antenne

$\theta'$ : vinkel mellom elektrisk felt og arealplanet

## B) Full skjerm

... gir beskyttelse mot elektrisk felt  
... men skjermstrøm kan flyte og denne vil eliminere både det elektriske og magnetiske feltet...

## C) Brutt skjerm (på toppen)

... gir beskyttelse mot elektrisk felt  
... magnetisk felt generer strøm i innerleder.

Altså:

Radiobølger består både av elektriske og magnetiske felt. Vi velger å lage en antenne som bare er følsom for det magnetiske feltet siden mesteparten av nærstøyen er elektriske felt.

# Coax kontra skjermet tvunnet par

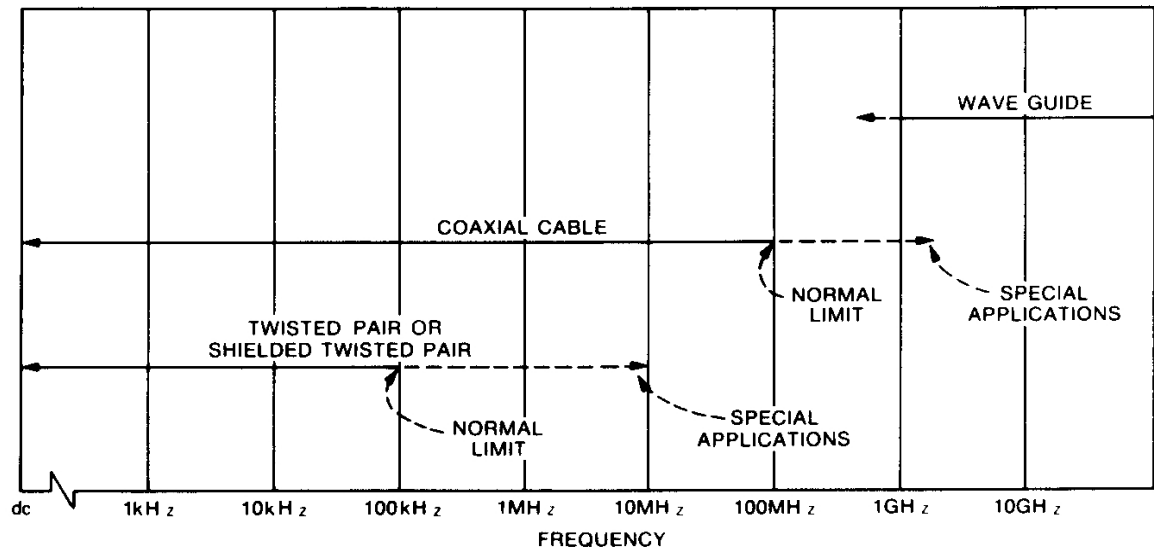


Figure 2-31. Useful frequency range for various transmission lines.

(Grenser pr 1988).

Twisted pair: God for lave frekvenser. God beskyttelse mot magnetiske felt.

Coax: Mer uniform karakteristisk impedans. Egnet fra DC til flere hundre MHz.

Over noen hundre MHz er bølgeledere mer praktisk.

Kommentar til figur: Moderne par-tvinnede kabler har lavere kapasitans og bedre høyfrekvenssegenskaper.

Eksempel:

Coax (RG58U): 95pF/m

Kat 5 TP: 56pF/m 100MHz

## **Coax:**

Coax jordet i et punkt:

- Gir beskyttelse mot elektriske felt.
- Støystrømmer vil danne en støyspenning (støy strøm x kabel motstand) som kommer i serie med signalkilden.

Triax (dobbelt skjermet) kan løse problemet:

- Støystrøm i ytre skjerm,
- Signalstrøm i indre skjerm.
- Men triaxer er dyre og uhåndterlige!

Ved høye frekvenser (>1MHz) vil coaxen fungere som en triax p.g.a. skin-effekten.

## **TP:**

FTP (STP, S/FTP):

- Omtrent tilsvarende karakteristikk som triaxen
- Rimeligere og lettere å håndtere
- Signalstrøm i paret, støy i skjerm
- Skjermstøy induseres likt i paret og differansen over paret forbli lik

UTP:

- God magnetisk beskyttelse
- Dårlig beskyttelse mot elektrisk felt hvis termineringen ikke er balansert

STP/FTP gir best beskyttelse for lavfrekvente signaler hvor magnetiske felter er hovedproblemet.

Desto tettere tvinning desto bedre beskyttelse!!

# Skjermstrømper (kontra folie)

- Strømpe mer vanlig en folie.
- Fleksibilitet og mekanisk styrke ved bevegelse.
- Strømper dekker 60-98% av arealet
- Litt dårligere skjermingsegenskaper for E-felt.
- 5-30dB dårligere skjerming av M-felt.
- Ytterligere redusert skjerming ved meget høye frekvenser (UHF) både for E- og M-felt.

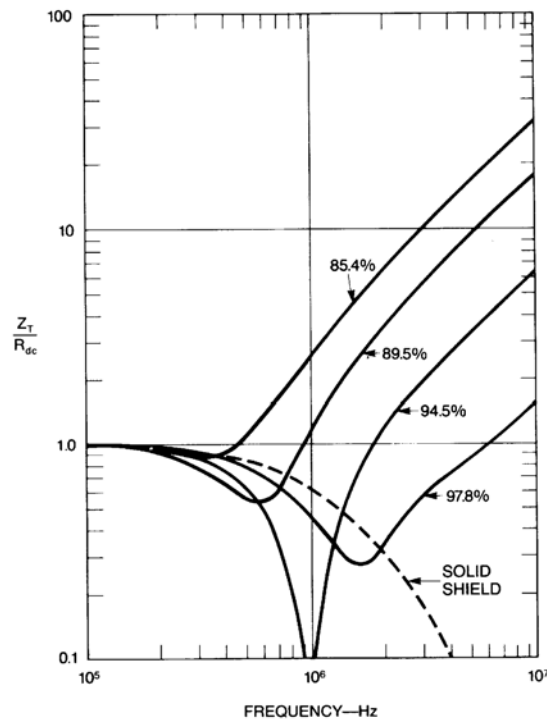


Figure 2-32. Normalized transfer impedance of a braided-wire shield, as a function of percent braid coverage (from Vance, 1978, © Wiley).

Transfer impedans normalisert til DC-resistansen i skjermen  
 Fallet i impedansen ved 1MHz skyldes skin-effekten. Stigningen over 1MHz skyldes hullene i strømpa.

## **Aluminiumfolie som skjerm**

Dekker nesten 100%.

Bedre skjerming mot E-felt

Ikke mekanisk like sterk som strømper

Vanskelig å terminere ordentlig

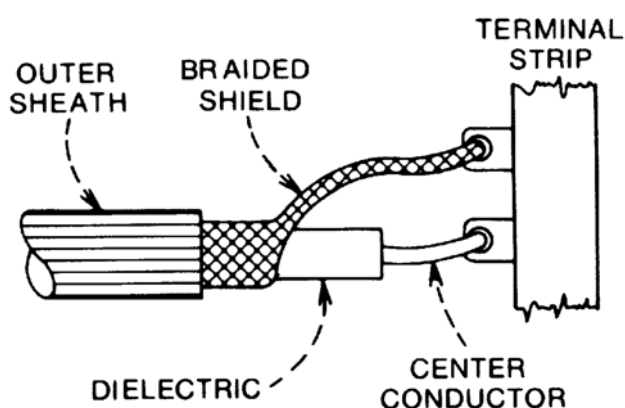
## **Kombinasjonen strømpe og folie...**

tar det beste fra begge.



## Kabelkontakter og ”Pigtails”

Diskusjonen tidligere som har angått strøm i skjerm har forutsatt uniform fordeling av strømmen over hele kabelen. Hvis kabelskjermen er festet ujevnt i endene vil dette ikke være tilfelle.



**Figure 2-33.** *Pigtail shield connection concentrates current on one side of shield.*

En såkalt ”pigtail” terminering vil medføre at strømmen vil bli konsentrert på en side av skjermen.

For maksimum beskyttelse bør skjermen  
tilkobles 360 grader rundt kontakten

Bør bruke coax-kontakter som BNC, UHF  
eller N-type kontakter.

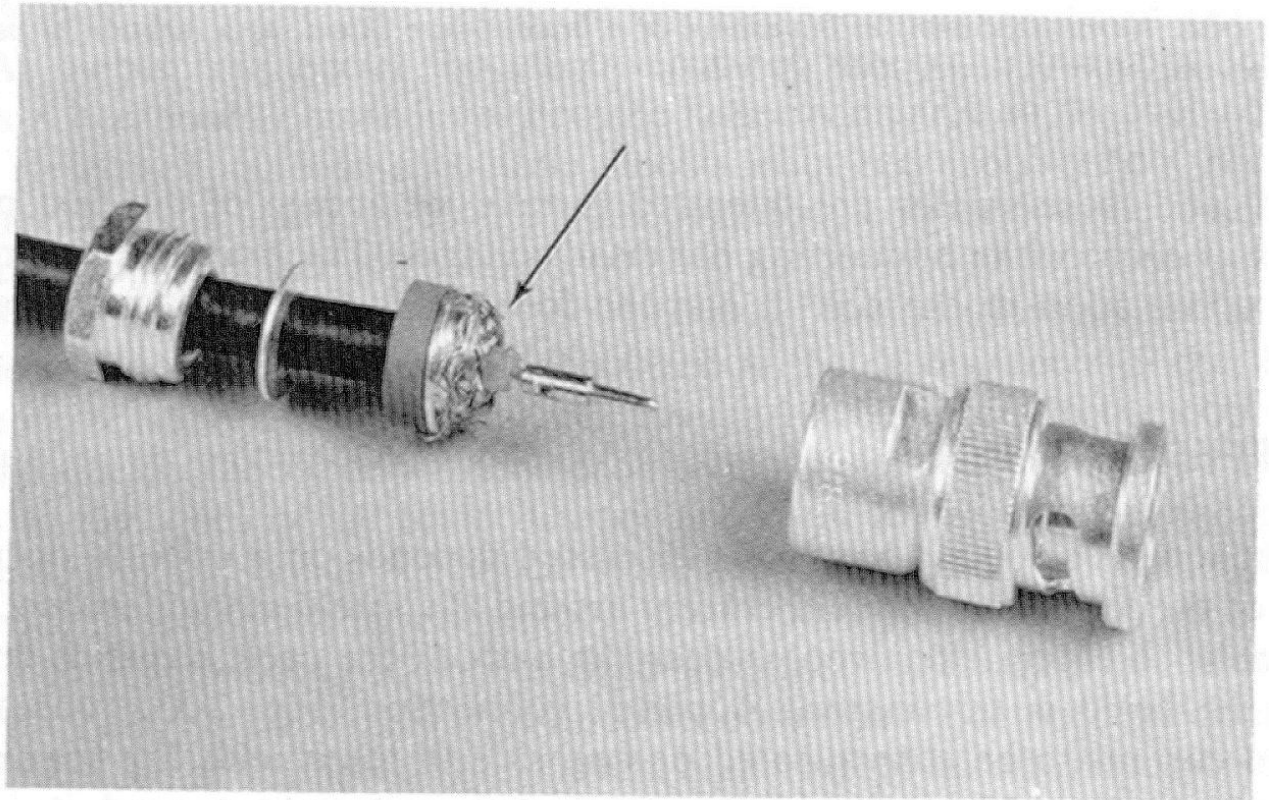
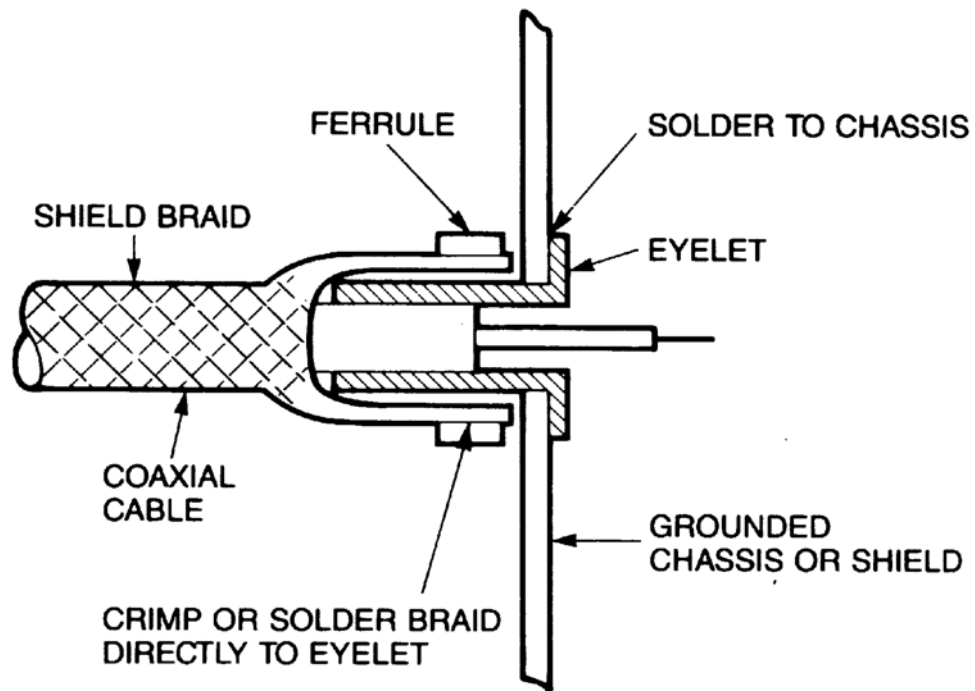
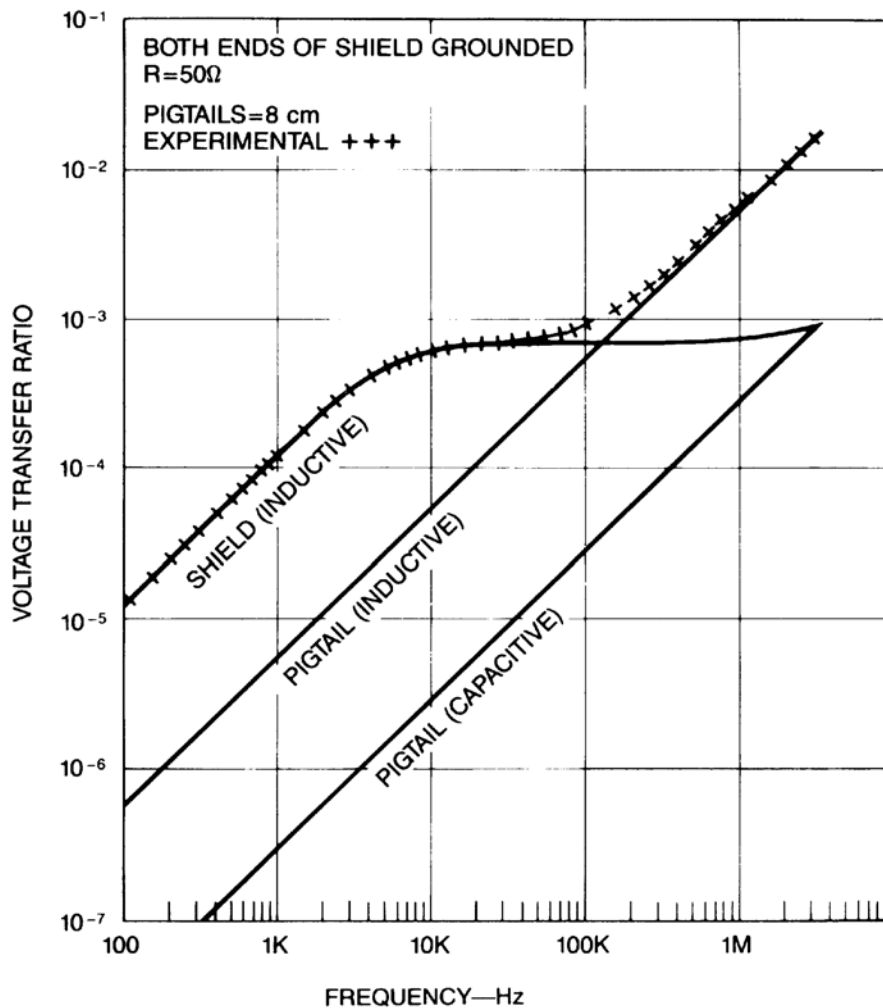


Figure 2-34. *Disassembled BNC connector showing a 360° contact to shield.*



**Figure 2-35.** *One method of terminating a cable with 360° contact to the shield.*

*Figuren viser et eksempel på en terminering uten kontakt som gir 360 grader skjermtilkobling.*

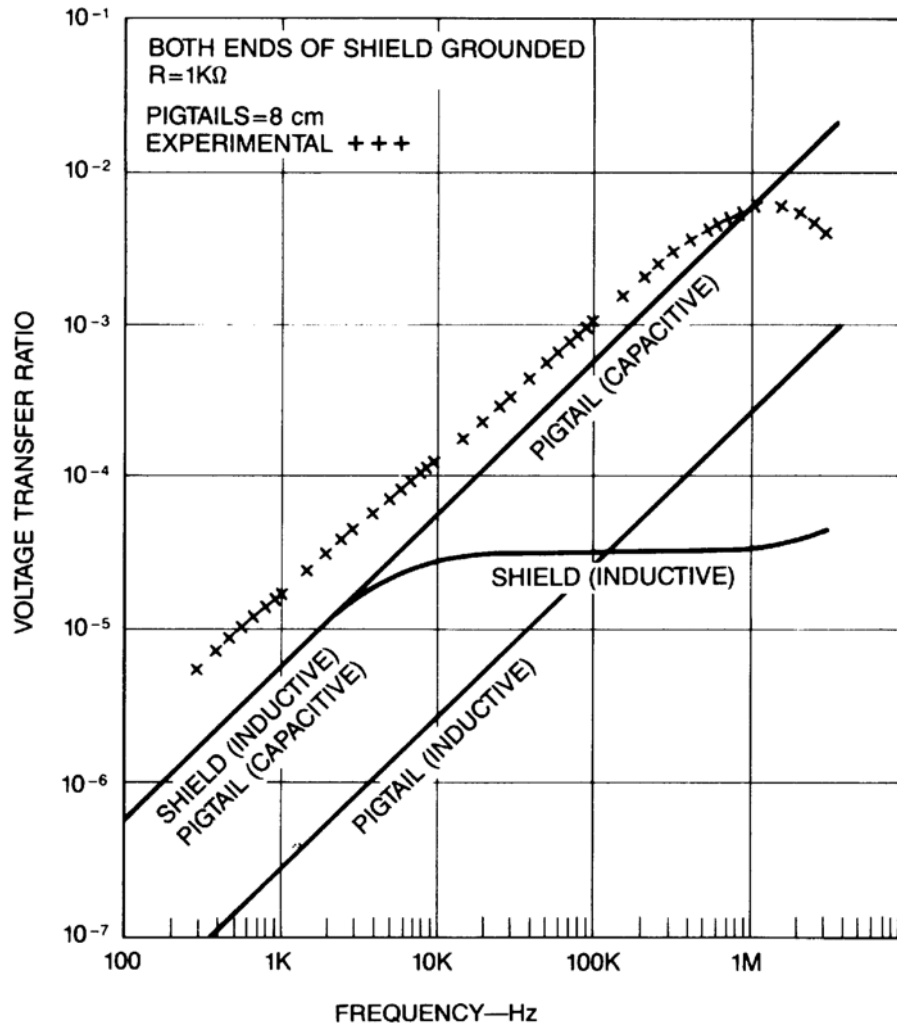


**Figure 2-36.** Coupling to a 3.7-m shielded cable with an 8-cm pigtail termination. Circuit termination equals 50 Ω (from Paul, 1980, © IEEE).

*Eksempel: 3.7m lang skjernet kabel med ca. 8cm pigtail og 50Ω terminerings impedans. Tre støybidrag:*

- Induktiv kobling til skjerm
- Induktiv kobling til pigtail
- Kapasitiv kobling til pigtail

*Av figuren ser vi at over 100kHz er pigtail induktansen dominerende.*



**Figure 2-37.** Coupling to a 3.7-m shielded cable with an 8-cm pigtail termination. Circuit termination equals  $1000\ \Omega$  (from Paul, 1980, © IEEE).

Eksempel: Som forrige eksempel men med  $1000\ \Omega$  termineringsmotstand.

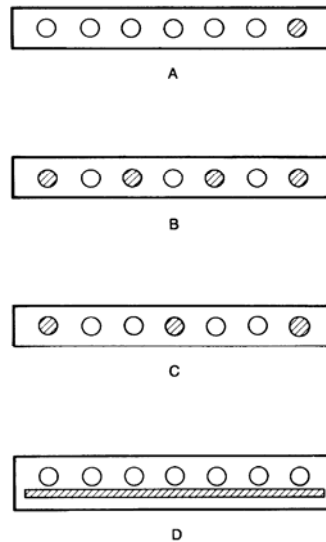
- Induktiv kobling i kontakt (pigtail) avtar
- Kapasitiv kobling i kontakt (pigtail) øker og er dominerende over 10kHz.
- Induktiv kobling i skjerm avtar
- Total kobling avtar

# Flat kabel ("Lakris kabel")

Fordeler:

- Rimelig kontaktering av et større antall ledere
- Lederne er mekanisk bundet til hverandre og har et fast forhold til hverandre.

En viktig utfordring når man bruker flatkabel er plassering av signaler og jord.



○ SIGNAL                      ⊗ GROUND

round; (C) **Figure 2-38.** Ribbon cable configurations: (A) single ground; (B) alternate g.  
ground/signal/signal/ground; (D) signal over ground plane.

- A) En jord og resten signalledere
- Store sløyfer mellom signal og jordretur
  - Felles impedanskobling ved felles jord
  - Crosstalk --- induktiv og kapasitiv
- ⇒ Jord bør legges til en av senterlederne
- B) Annenhver jord
- + Mindre sløyfer
  - + Ikke felles impedans
  - + Crosstalk er redusert
  - Mange ledere
- C) Hver tredje er jord
- + Mindre sløyfer
  - +/- Noe deling av felles impedans
  - +/- Noe crosstalk

## D) Jordplan under lederne.

Lederne har gjerne mindre avstand til jordplanet enn til hverandre.

⇒ Mindre sløyfer enn for alt. B)

Returstrømmen gjennom jord vil gjerne løpe under lederen den tilhører (diskutert i forbindelse med jording av skjermer for M-felt)

⇒ Mindre sløyfer

Men hvordan er jordplanet kontaktet?

Hvis ikke jordplanet er kontaktet i full bredde vil jordstrømmen tvinges bort fra "sin leder" og effektiv sløyfe vil bli større.

Skjermet flatkabel finns også men forutsetter full 360grader kontaktering for å ha full effekt. Palmgren 1981: Ledere på kanten 7dB dårligere skjermeffekt en lederne i midten.

Flatkabel finns i vanlig flat type og i en par tvunnet type hvor to og to ledere er tvunnet rundt hverandre



## "Lange kabler"

I uttrykkene vi har utledet hittil ser det ut som om kapasitiv og induktiv kobling vokser med frekvensen mot uendelig. Dette er ikke riktig. Uttrykkene gjelder bare når kablene er relativt korte i forhold de aktuelle bølgelengder.

Da kan en tilnærmet si at all strøm i kabelen er i fase.

Ved  $\lambda/4$  begynner koblingen å bli mindre. Ved  $\lambda/2$  når den et minimum før den igjen vokser.

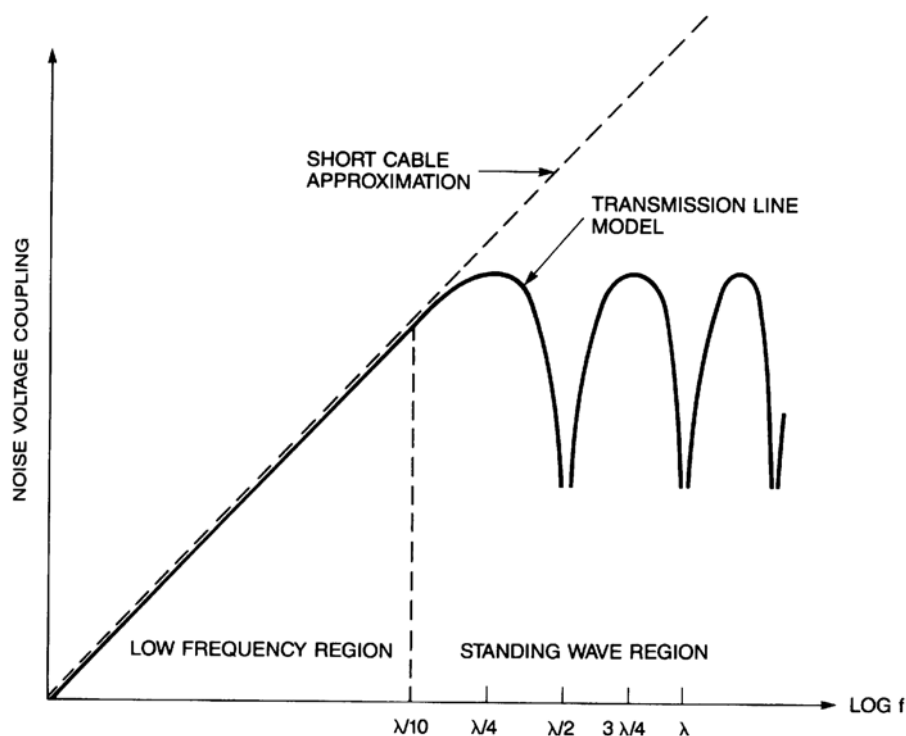


Figure 2-39. Electric field coupling between cables using the short cable approximations and the transmission line model.

Vi ser altså:

Koblingsfaktoren vil ha et maksimum avhengig av kabellengde og bølgelengde på støysignalet.

Maksimum er kabellengde lik ca  $\lambda/4$ . Over denne frekvensen vil koblingsfaktoren variere.