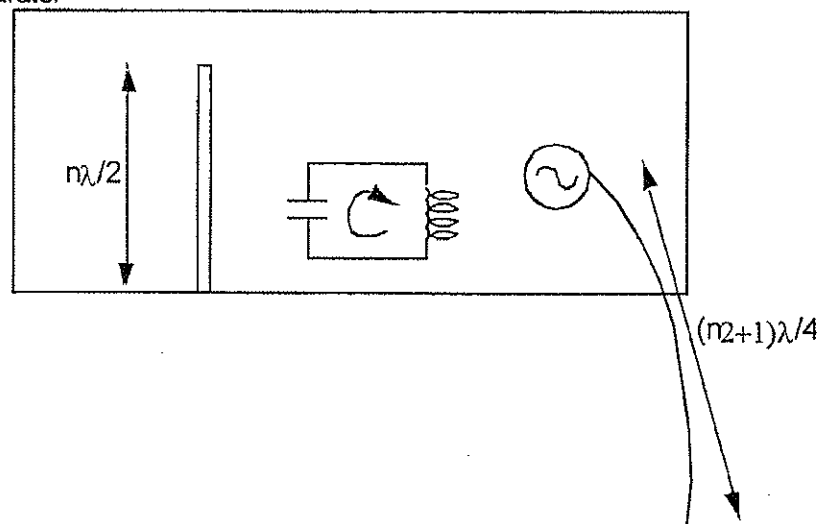


Kapitel 6 Strålkällor

Magnetisk strålning

Strålkällor i apparater

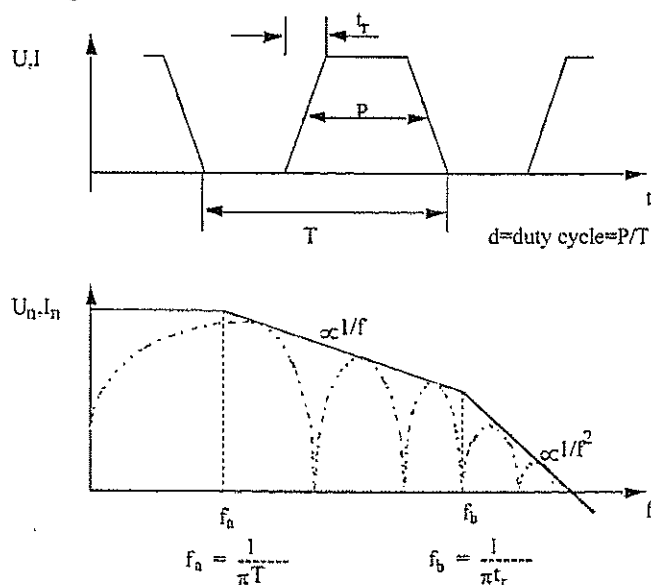


Figur 6-1 Strålkällor i apparater

De flesta störningar som sprids från en apparat kommer från resonanser. Resonanser från komponenter, ledare, dotterkort. Resonanser i slitsar och öppningar, stående vågor på kablar etc.

Det behövs energi som matar kretsen för att resonanskretsen ska sprida sin störning. En kontinuerlig källa matar kretsen kontinuerligt och en sådan källa ger en kontinuerlig störning som detekteras i mätutrustningen under mätning för normuppfyllelse. Någon enstaka matning av resonanskretsen ger endast enstaka puls störning från apparaten. Mätmetoden för normer är relativt okänsliga för enstaka pulser, de är mycket mer känsliga för kontinuerliga störningar. Kontinuerliga signaler kommer från klockor och andra repeterande signaler. Grundtonen och övertoner från dessa signaler matar resonanskretsen.

Frekvensinnehåll i "fyrkantvåg".



Figur 6-2 Frekvensinnehåll i fyrkantvåg

Strömmamplitud för n:te övertonen:

$$I_n = 2Id \times \frac{\sin(n\pi d)}{n\pi d} \times \frac{\sin\left(n\pi \times \frac{t_r}{T}\right)}{n\pi \times \frac{t_r}{T}}$$

Spänningsamplitud för n:te övertonen:

$$U_n = 2Ud \times \frac{\sin(n\pi d)}{n\pi d} \times \frac{\sin\left(n\pi \times \frac{t_r}{T}\right)}{n\pi \times \frac{t_r}{T}}$$

Stig/falltid samt bandbredd hos olika kretsfamiljer.

Som en tumregel brukar man ange bandbredden till $0.35/t_r$. Det mesta av signalens energi ligger under denna bandbredd.

$$f_{3dB} \approx 0.35/t_r$$

Tabell 6-1 Stig/falltid hos kretsfamiljer

Logik familj	Stig/fall-tid (ns)	Bandbredd (MHz) 0,35/tr
CMOS(4000)	50	6.4
TTL	10	32
HCMOS	9	35
LSTTL	5	64
ALS	4	80
ACL	3	106
FAST	3	106
AS	2	159
ABT	2	159
ECL(100K)	1	318

Kretsar med lång stig och falltid, som CMOS 4000 serien, har mycket liten energi i frekvenser över 30MHz, den undre gränsen för normen om utstrålat elektromagnetiskt fält. Apparater med sådana kretsar ger lågt utstrålat fält. Kretsar med snabba flanker har energi i sina övertoner upp till flera hundra MHz. Övertoner från dessa kretsar har energi att mata resonanskretsar upp till flera hundra MHz. Det är stor sannolikhet att någon överton och en resonans stämmer överens och bildar en strålkälla.

Vågimpedansens beroende på avstånd och källa.

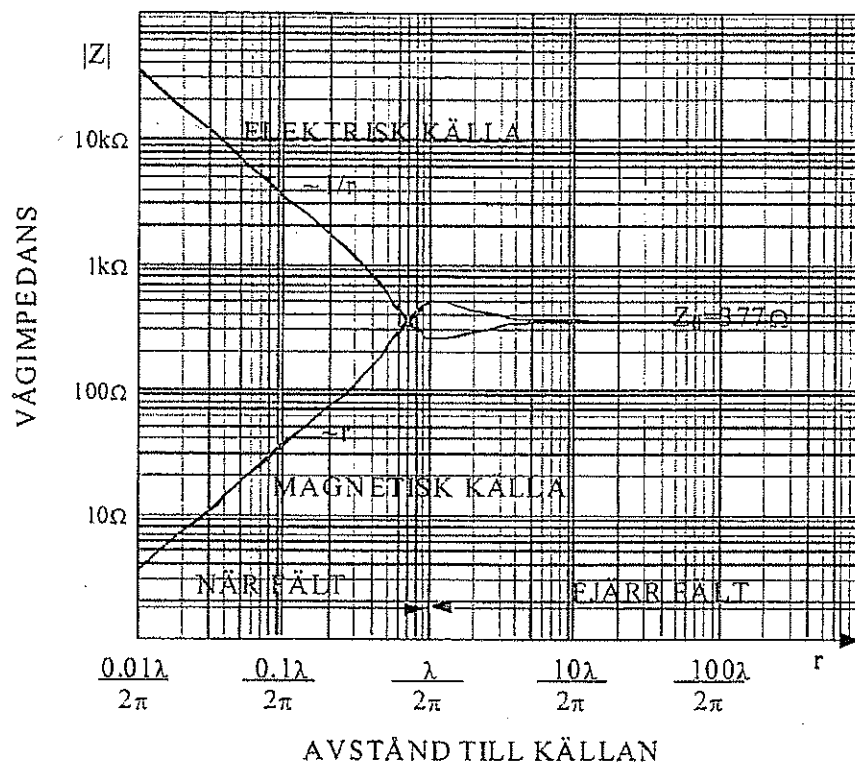
Vågimpedans: definieras som kvoten mellan elektriska fältstyrkan och det magnetiserande fältet.

I närfältet avtar det elektriska och magnetiska fältet med $1/r^2$ eller $1/r^3$ beroende på källa och avståndet till källan (r är avståndet till källan).

I fjärrfältet avtar fältet med $1/r$. $E(r) = E_0/r$ $H(r) = H_0/r$ E = Elektriska fältet [V/m], H = Magnetiska fältet [A/m].

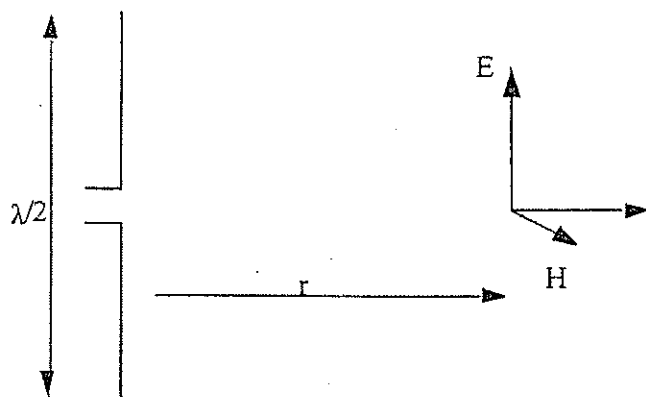
Vågimpedansen beror på avståndet till källan, och om fältet kommer från en magnetisk eller elektrisk källa.. I fri rymd

och i fjärrfältet är impedansen konstant, nämligen $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 377 [\Omega]$



Figur 6-3 Vågimpedansens beroende på avstånd och källa

Fält från en antenn.



Figur 6-4 Fält från en antenn

Poyntings vektor ($\vec{S}$) anger effektförflödet i en viss punkt, den definieras som.

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$$

I fjärrfältet är H- och E-fältet ortogonala. Absolutvärdet av Poyntings vektor eller strålningsvektorn blir då .

$$|S| = E \times H$$

I fjärrfältet är vågimpedansen för vakuum och luft lika med

$$Z_0 = \frac{E}{H} = 377\Omega \Rightarrow H = \frac{E}{377}$$

Poyntings vektor kan skrivas om med ersättning av H till

$$|S| = \frac{E^2}{377} \Rightarrow E = \sqrt{377 \times S}$$

Effektflödet från en antenn genom en yta är integralen av Poyntings vektor över ytan

$$P = \int S \times dA$$

Om S är konstant, antennen är isotropisk, så blir det totala effektflödet från en antenn,

$$P = S \times 4\pi r^2 \Rightarrow S = \frac{P}{4\pi r^2}$$

där r = avståndet från antennen till Poyntings vektor S .

Enligt tidigare är $E = \sqrt{377 \times S}$. Ersätts S med effekten P fås

$$E = \sqrt{377 \frac{P}{4\pi r^2}} = \frac{\sqrt{30P}}{r}$$

Isotropiska antenner existerar inte. Antenner strålar olika beroende på vinkeln mellan antennen och punkten för observation. Antennens direktivitet anger hur stor strålningen är i en viss riktning jämfört med en isotrop antenn. För en halvvågs dipol är maximala direktiviteten 1.64. Antennen strålar maximalt 1.64 ggr mer i en viss riktning jämfört med en isotrop antenn.

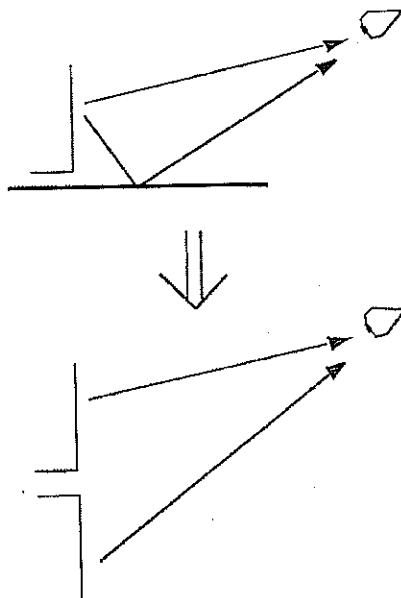
Alltså $S_{dipol} = 1.64 \times S_{isotropisk}$. Införs direktivitet (D) i formeln ovan fås.

$$E = \frac{\sqrt{30DP}}{r} = [D = 1.64] = \frac{\sqrt{49.2P}}{r} = \frac{7}{r} \sqrt{P}$$

Exempel, en fristående sändare på 2W, med dipolantenn, ger på avståndet 0.5m, förutsatt att 0.5m från antennen är i fjärrfältet, en maximal fältstyrka av

$$E = \frac{7}{r} \sqrt{P} = \frac{7}{0.5} \sqrt{2} = 19.8 \left[\frac{V}{m} \right]$$

Reflektion i jordplan.

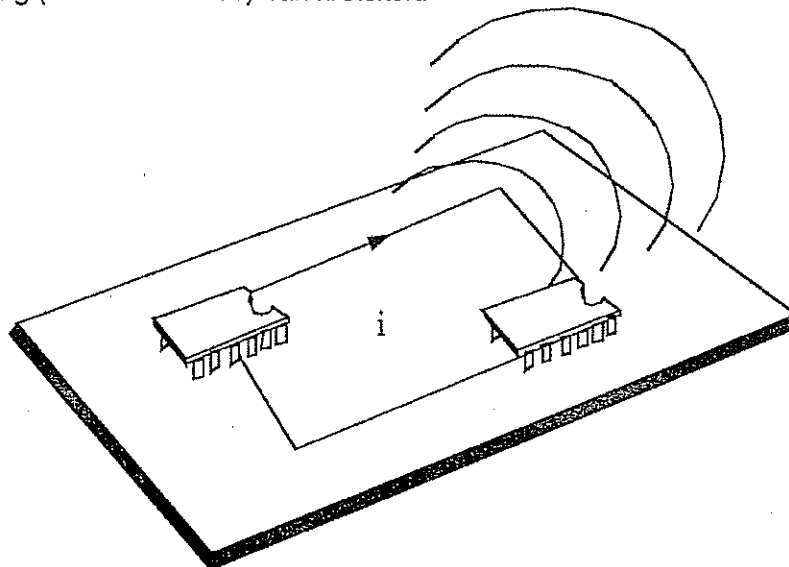


Figur 6-5 Reflektioner i jordplan

Finns det ett elektriskt ledande plan nära en strålkälla kommer det utstrålade fältet från källan att reflekteras i pla

net. En observatör, en antenn, en bit bort kommer att se både källan och reflektionen från källan. För observatören ser detta ut som om det är två källor som strålar, dubbla fältet jämfört med om källan saknar ett ledande plan i dess närhet. Detta förutsätter att det direktstrålade fältet och det reflekterade fältet sammanfaller i fas samt att observatören ser källan i planet.

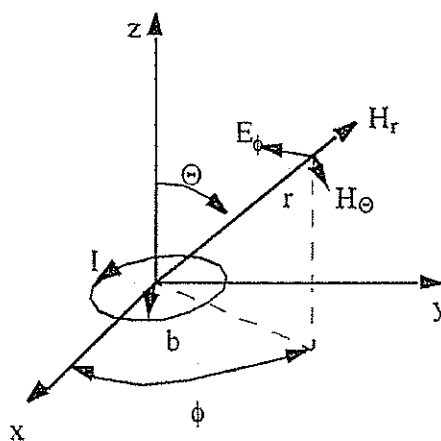
Magnetisk strålning (differential-mode) från kretskort.



Figur 6-6 Magnetisk strålning från kretskort.

Magnetisk strålning bildas av den strömslinga som symmetrisk spänning ger på ett kretskort eller mellan olika kretskort. Strömmen flyter i en slinga. Strömmen i slingan genererar ett magnetiskt fält. Om detta fält varierar i tiden så bildas en elektromagnetisk våg som sprider sig ut från slingan. Strömslingor bildas från t.ex. en signalledare och returvägen för strömmen i jordplanet, mellan kapselns signalben och kapselns matningsben.

Magnetisk dipol.



Figur 6-7 Magnetiskt dipol

En slinga som befinner sig i centrum av x-y planet med radien b leder strömmen I .

Magnetiska dipolmomentet för slingan i figuren ovan definieras som $m = i\pi b^2$.

Fälten från slingan i en punkt med avståndet r från slingan och med en stationär växelström med vinkelhastigheten ω är.

$$E_r = 0$$

$$E_\theta = 0$$

$$E_\phi = -j \frac{\omega \mu_0 m \beta^2}{4\pi} (\sin \theta) \left(j \frac{1}{\beta r} + \frac{1}{\beta^2 r^2} \right) e^{-j\beta r}$$

$$H_r = j 2 \frac{\omega \mu_0 m \beta^2}{4\pi Z_0} (\cos \theta) \left(\frac{1}{\beta^2 r^2} - j \frac{1}{\beta^3 r^3} \right) e^{-j\beta r}$$

$$H_\theta = j \frac{\omega \mu_0 m \beta^2}{4\pi Z_0} (\sin \theta) \left(j \frac{1}{\beta r} + \frac{1}{\beta^2 r^2} - j \frac{1}{\beta^3 r^3} \right) e^{-j\beta r}$$

$$H_\phi = 0$$

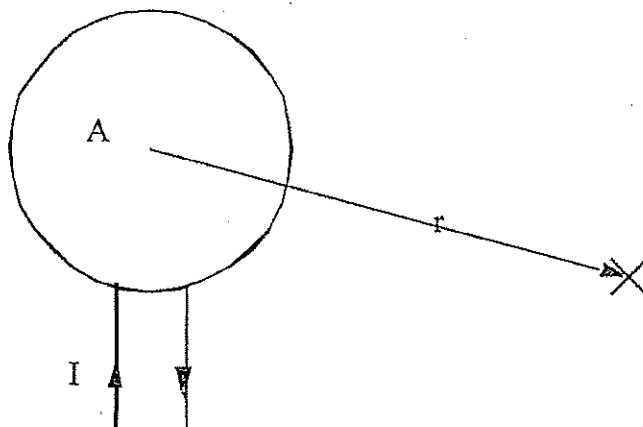
Där $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ och Z_0 är vågimpedansen i fri rymd $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$

När r är större än β avtar de termer med $1/r^2$ och $1/r^3$ snabbt kvar blir termer med $1/r$. I fjärrfältet blir

$$E_\phi = \frac{\omega \mu_0 m \beta}{4\pi r} (\sin \theta) e^{-j\beta r}$$

$$H_\theta = -\frac{\omega \mu_0 m \beta}{4\pi Z_0 r} (\sin \theta) e^{-j\beta r}$$

Strålat fält från magnetisk dipol.



Figur 6-8 Strålat fält från magnetisk dipol.

Strålat fält från magnetisk dipol i rymden är maximal i det plan som slingan definierar. I fjärrfältet är elektriska fältstyrkan E .

$$E \leq \frac{132 \times 10^{-16} \times f^2 A I}{r} [V/m]$$

f = Frekvens.

A = Slingans area.

I = Ström i slingan.

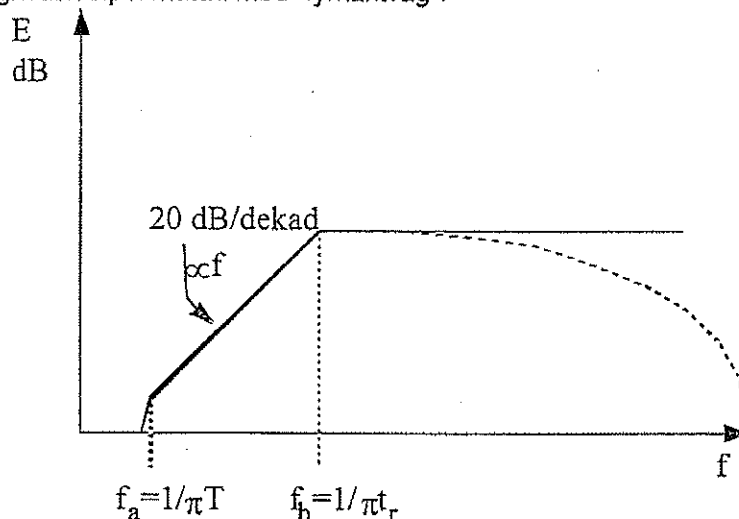
r = Avstånd till dipolen.

Strålat fält från magnetisk dipol över ett ledande plan blir dubbla fältet jämfört med en dipol i fria rymden p.g.a. spegling i det ledande planet.

$$E \leq \frac{263 \times 10^{-16} \times f^2 A I}{r} [V/m]$$

Fältet växer med frekvensen i kvadrat därmed är det de höga frekvenserna (övertonerna) som bidrar mest från denna strålkälla. I närfältet är vågimpedansen låg, detta ger en låg reflektionsdämpning i en skärm, mycket lägre än vad man har för t.ex. fjärrfältet.

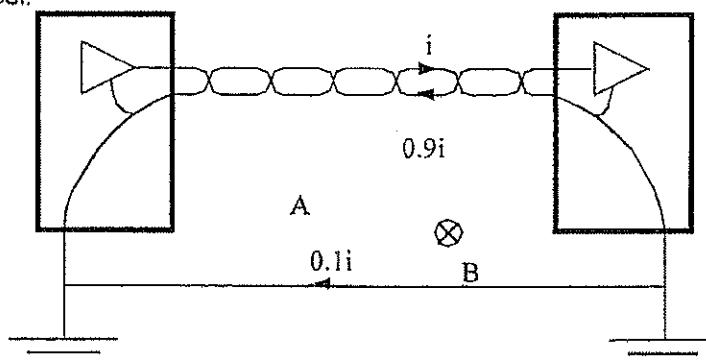
Strålat fält från magnetisk dipol matad med "fyrkantvåg".



Figur 6-9 Strålat fält från magnetiskt dipol matad med "fyrkantvåg".

Elektriska fältet från en magnetisk dipol är proportionellt med frekvensen i kvadrat (f^2). Amplituden från en "fyrkantvåg" avtar med $1/f$ och $1/f^2$. Detta leder till att utstrålat fält från en magnetisk dipol får en kurvform enligt ovan. Det är de höga frekvenserna som ger det största bidraget till strålningen. I praktiken får man dock en avböjning av amplituden vid höga frekvenser p.g.a. att "hörnen" på fyrkantvågen inte är skarpa utan avrundade. Detta gör att amplituden för de höga övertonerna sjunker snabbare än $1/f^2$.

Strålning från en kabel.

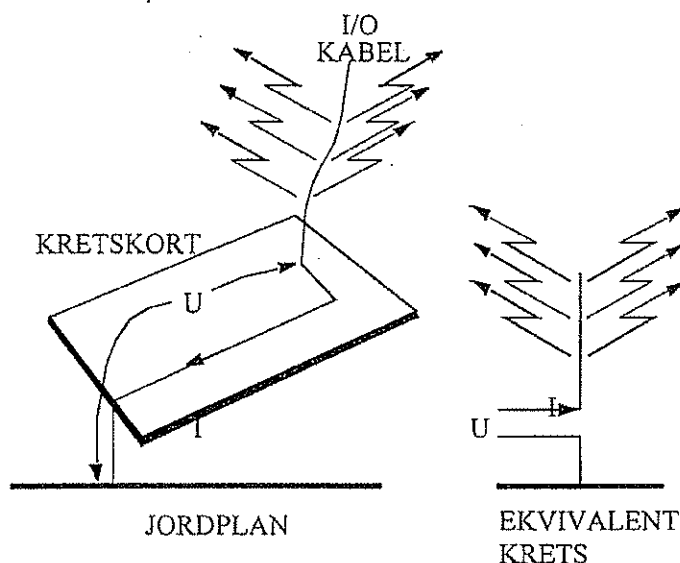


Figur 6-10 Strålning från en kabel

Finns det en asymmetrisk ström i en kabel så kan returströmmen flyta via någon annan återledare. Den area som denna ström omsluter kan vara stor och utstrålat fält är proportionellt mot arean vilket gör att även en liten asymmetrisk ström kan ge ett högt strålat fält. Man kan minska de asymmetriska strömmarna genom att använda filter, balanserad drivning (differential) istället för icke balanserad drivning (single ended), skärmad ledare med ansluten skärm, partvinnad ledare e t c.

Elektrisk strålning

Elektrisk strålning (common mode) från kretskort.

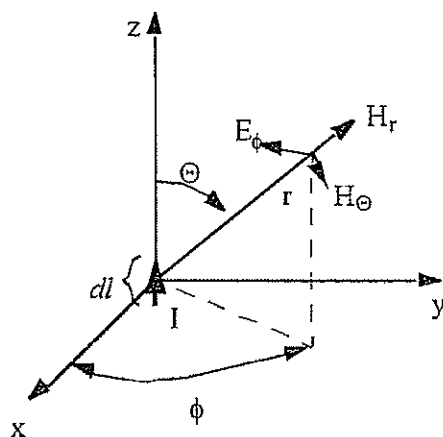


Figur 6-11 Elektrisk strålning från kretskortet.

Asymmetrisk strålning (common mode) kommer från den spänningsskillnad två kretskort eller två apparater har mellan sig. Den kommer också från spänningsskillnaden mellan olika komponenter, eller komponenter och mönsterkort. Strålningskällan är elektrisk och därmed högimpediv nära källan. Ett högimpedivt fält ger hög reflektionsdämpning i en skärm vilket gör den enklare att skärma än ett fält nära en magnetisk källa.

Det är mycket lätt att få asymmetriska störningar på kablar. Kablar är en av de vanligaste störkällorna från en apparat. För att minska denna källa till en tillräckligt låg nivå krävs mycket bra jordning och/eller filtrering. En kabel fungerar som en antenn. Den är oftast lång, i storlek med våglängden, och ger en bra förutsättning för spridning av störningar.

Elektrisk dipol.



Figur 6-12 Elektrisk dipol.

En kort ledare, med längden dl , i z -riktning leder strömmen I . Fälten från en elektrisk dipol är för en stationär växelström med vinkelhastigheten ω lika med.

$$H_r = 0$$

$$H_\theta = 0$$

$$H_\phi = \frac{Idl\beta^2}{4\pi}(\sin\theta)\left(j\frac{1}{\beta r} + \frac{1}{\beta^2 r^2}\right)e^{-j\beta r}$$

$$E_r = 2\frac{IdlZ_0\beta^2}{4\pi}(\cos\theta)\left(\frac{1}{\beta^2 r^2} - j\frac{1}{\beta^3 r^3}\right)e^{-j\beta r}$$

$$E_\theta = \frac{IdlZ_0\beta^2}{4\pi}(\sin\theta)\left(j\frac{1}{\beta r} + \frac{1}{\beta^2 r^2} - j\frac{1}{\beta^3 r^3}\right)e^{-j\beta r}$$

$$E_\phi = 0$$

Där $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ och Z_0 är vågimpedansen i fri rymd $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 377 \Omega$

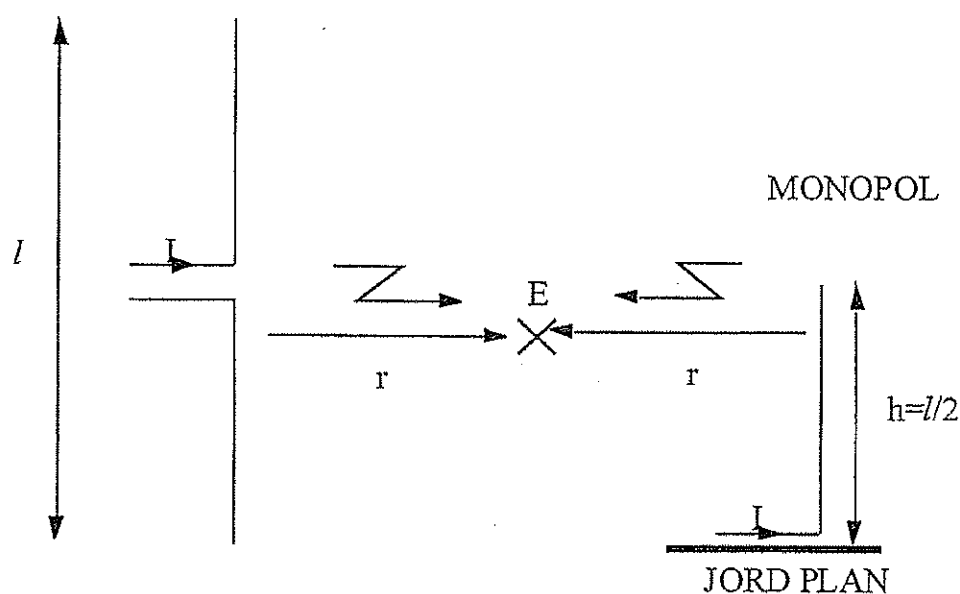
När r är större än β avtar de termer med $1/r^2$ och $1/r^3$ snabbt, kvar blir termer med $1/r$. I fjärrfältet blir

$$H_\phi = j\frac{Idl\beta}{4\pi r}(\sin\theta)e^{-j\beta r}$$

$$E_\theta = j\frac{IdlZ_0\beta}{4\pi r}(\sin\theta)e^{-j\beta r}$$

Strålat fält från elektrisk dipol/monopol.

DIPOL



Figur 6-13 Strålat fält från elektrisk dipol/monopol

Strålat fält från elektrisk dipol i fjärrfältet om $l < \lambda/2$.

$$E \leq \frac{4\pi \times 10^{-7} \times f I l}{r} [V/m]$$

f = frekvens.

l = Dipolens längd.

I = Ström i dipolen.

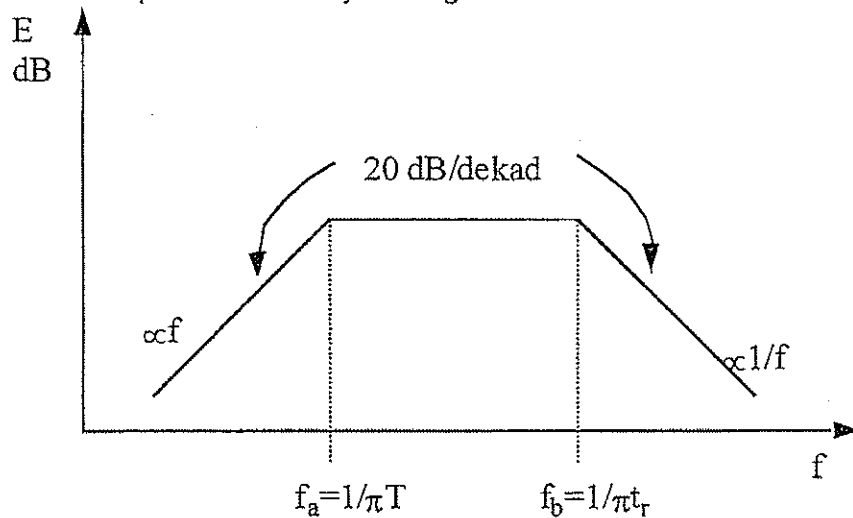
r = Avstånd till dipolen.

Om l är längre eller lika med $\lambda/2$ så kan fältstyrkan approximeras med.

$$E \leq \frac{60 \times I}{r_m} [V/m]$$

En monopol har ett antenspröt över ett jordplan. Fältet från sprötet speglas i jordplanet och om antennen är vinkelrätt mot jordplanet så ser antennen ut som en dipol i fjärrfältet. I formeln ovan ersätts längden l med $2h$ för monopol.

Strålat fält från elektrisk dipol matad med "fyrkantvåg".

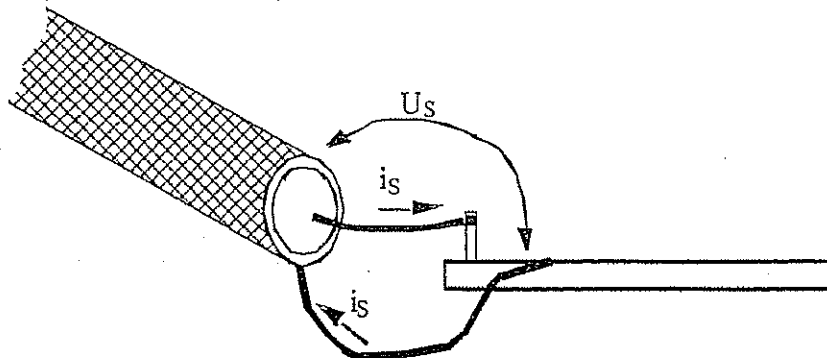


Figur 6-14 Strålat fält från elektrisk dipol matad med "fyrkantvåg".

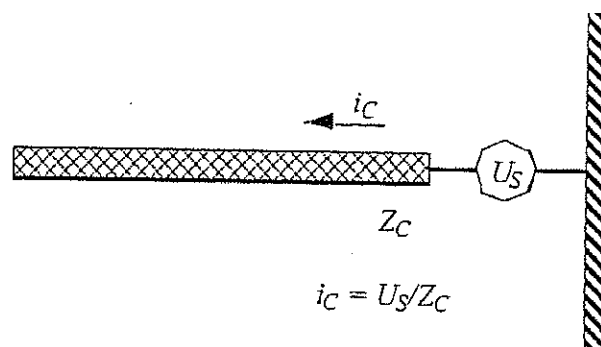
Elektriska fältet ökar proportionellt med frekvensen (f), och med amplituden för övertonerna till en "fyrkantvåg" får man ovanstående kurvform. Det största bidraget till strålningen ligger mellan grundtonen och frekvensen för

stig/falltiden ($\frac{0,35}{t_r}$)

"Pigtails" påverkan på utstrålad störning.



Figur 6-15 "Pigtails" påverkan på utstrålad störning



Figur 6-16 Ekvivalent bild

Jordas en kabelskärm via en så kallad pigtail införs en impedans som skärmens returströmmar måste flyta igenom. Detta spänningsfall ger en asymmetrisk ström i kabeln och kabeln blir en strålande antenn. En pigtail är en ledare mellan skärmen och jord.

Spänningsfallet över pigtail (U_s) är en spänningskälla som matar kabeln med en asymmetrisk ström (i_c). Kabeln är en antenn som matas med strömmen i_c . i_c bestäms utifrån kabelns impedans som antenn och spänningen över pigtail $i_c = U_s / Z_C$. Inre impedansen hos spänningskällan U_s har här satts som mycket låg jämfört med Z_C . Det är endast Z_C som bestämmer strömmen.

Impedans i en enkelledare av koppar.

Tabell 6-2 Impedansen från resistans och induktans hos en enkelledare

Frekvens	10mm	100mm
10 Hz	527 mΩ	5.3 mΩ
1 kHz	529 mΩ	5.3 mΩ
100 kHz	4 mΩ	68 mΩ
1 MHz	39 mΩ	684 mΩ
5 MHz	197 mΩ	3.4 Ω
10 MHz	393 mΩ	6.8 Ω
50 MHz	2 Ω	34 Ω
100 MHz	3.9 Ω	68 Ω
150 MHz	5.9 Ω	102 Ω
500 MHz	20 Ω	
AWG #22 d=0.65mm		

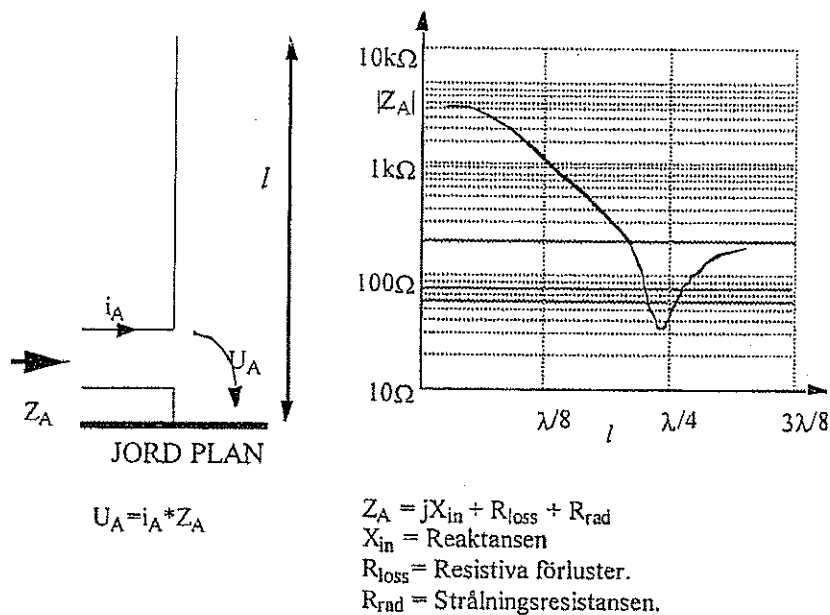
Impedansen för de högre frekvenserna kommer i huvudsak från ledarens induktans.

De returströmmar som flyter i skärmen flyter också genom pigtail om det finns en sådan. En ledare har en hög impedans vid höga frekvenser. Strömmen genom ledaren ger en hög spänning som i sin tur matar kabeln med en asymmetrisk ström.

Matningsimpedans hos en elektrisk monopol.

Reaktansen i matningsänden för en monopol antenn är kapacitiv för kort antenn. Vid lite kortare än $\lambda/4$ övergår reaktansen till induktiv. Impedansen sjunker ner till ca 33Ω vid en antennlängd av $\lambda/4$. En oändligt lång antenn har en impedans av från 100Ω upp till flera hundra Ohm beroende på bl a avstånd till jord.

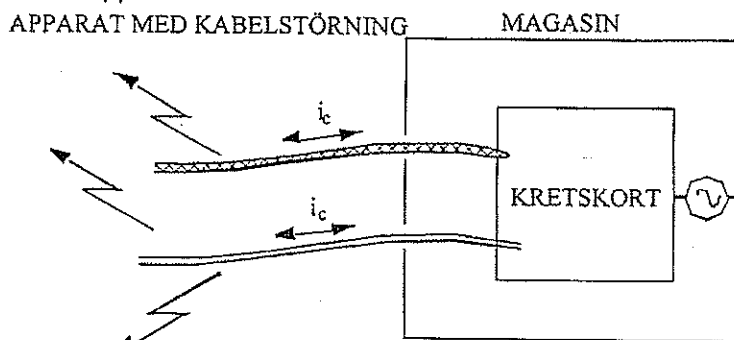
En antenn blir avstämd vid vissa frekvenser, dessa frekvenser motsvarar den våglängder som bildar resonans i antennen. För en monopol är dessa våglängder $\lambda/4$, $3\lambda/4$, $5\lambda/4$ osv. Vid en sådan resonans är impedansen i matningsänden låg och strålningen blir lätt stor. Det är normalt kring dessa avstämda frekvenser som de största fälten från en kabel hittas.



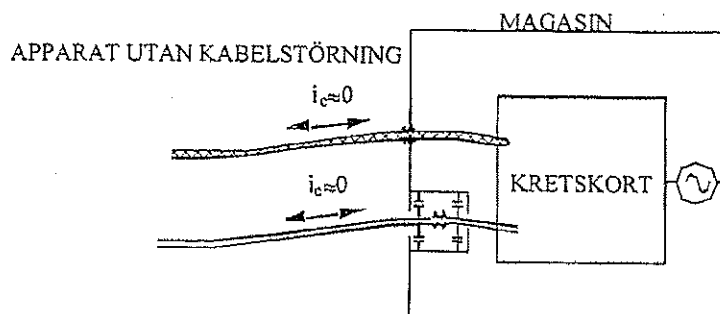
Figur 6-17 Matningsimpedans hos en elektrisk monopol

Impedansen är mycket hög för frekvenser som ligger mitt emellan resonansfrekvenserna dessa frekvenser motsvarar $\lambda/2$, λ , $3\lambda/2$ osv. Fälten från dessa frekvenser är små då det är svårt att mata antennen med energi. Hur stor impedansen är påverkas kraftigt av antennens avstånd till jord, diameter, jordplanets ledningsförmåga, avståndet mellan antenn och någon annan ledare e t c. Att lägga kabeln nära jordad metall minskar utstrålningen. Exempelvis att klamra kabeln tätt mot metall i ett apparatskåp är att föredra före fritt hängande kabel.

Anslutning av kabel mot en apparat



Figur 6-18 Anslutning av kabel mot en apparat.



Figur 6-19 Anslutning utan störning

Kablar som är anslutna direkt på kretskort har störsignaler på sig. Dessa störsignaler kommer bl a från spänningar

mellan kretskortet och magasinet, störningar inne på kretskort, 'skew' mellan differentiella signaler, 'single ended' signal drivning etc. Om dessa störningar kommer ut på kabeln, utanför magasinet, så sprids dessa störningar till omgivningen.

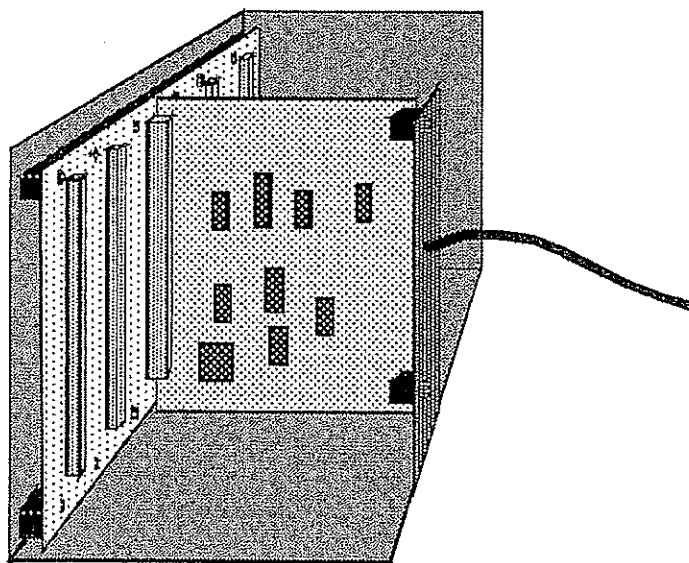
Den elektriskt mest stabila referens ur störningssynpunkt är en Faradays bur t.ex ett magasin eller magåsinsskåp. En elektriskt stabil referens har låga eller inga asymmetriska spänningar mot omgivningen. Referensen måste också kunna ta hand om störströmmar på ena sidan av skärmen utan att generera störningar på andra sidan av skärmen. Om skåpet är gjort för att skärma på rätt sätt är skåpet en mer stabil referens än magasinet, om skåpet inte skärmar bra så är magasinet troligen det mest stabila. Kopplas de asymmetriska störningarna av mot en stabil referens kommer dessa störningar inte ut på kabeln utanför apparaten.

Skärmd kabel ska ha en lågimpediv anslutning mot denna referens för att koppla av störningar från apparaten. En pigtail fungerar inte för höga frekvenser, utan en så kallad 360 graders anslutning mellan kabelskärm och referens krävs för bästa skydd. Kan inte en skärm anslutas lågimpedivt mot Faradays bur, vid de frekvenser som stör, kan denna skärm stråla mer än en oskärmd kabel med filtrering. Icke skärmd signalkabel bör ha ett filter för asymmetriska störningar. Detta filter bör sitta vid referensplanet för att minimera de asymmetriska störningarna.

Asymmetriska störningar från kretskort.

Asymmetriska spänningar mellan kretskort och apparatlåda genererar störningar på kablar. Minskas denna asymmetriska spänning så behövs det mindre skydd som hindrar störningar att ta sig ut på kablar. En lågimpediv förbindelse mellan kretskortet och magasin minskar denna störning. De två vanligaste sätten för elektrisk anslutning av kretskort till magasinet är kontakt via bakplan och via frontpanel.

Vägen via bakplan går genom don samt bakplanets förbindning mot magasinet. Ett bakplansdon med låg impedans för jord är att föredra, t.ex. don med många jord och spänningspinnar, eller don med speciella jordplan etc. Bakplanet bör vara jordad via många skruvar mot magasinet. Skruvhålen i bakplanet måste ha förbindelse till jord (jord-via) samt ha tillräckligt stor krage så att säker jordförbindelse mot skruven erhålles.



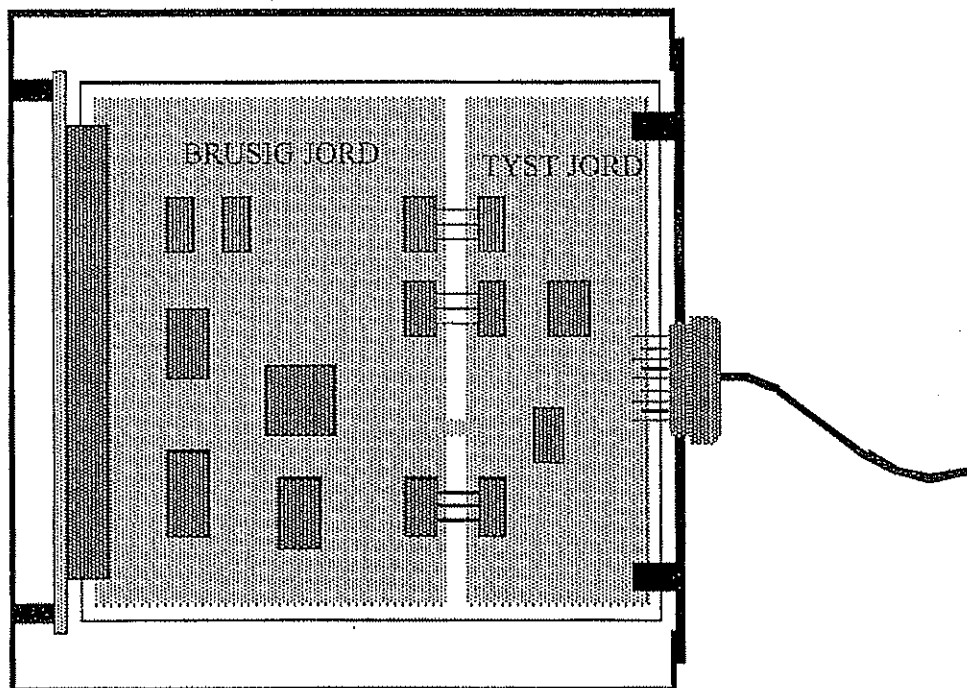
Figur 6-20 Asymmetriska störningar från kretskortet.

Kretskortet bör ha bra elektrisk förbindelse mot frontpanelen. Frontpanelen avleder asymmetriska störningar på kretskortet mot magasinet. Små asymmetriska störningar finns då vid fronten av kretskortet. Normalt kan inte frontpanelen kortsluta alla störningar utan en viss del finns kvar. En bra förbindelse i front minskar risken för att störningar tar sig ut via kablar. Fästet för frontpanel måste vara av metall och sitta skruvad på kretskortet i jord-vior för bra avledning av kortets asymmetriska störningar. Vidare måste frontpanelen ha bra förbindelse mot magasinet. En front som gör dålig kontakt med magasinet ger en dålig Faradays bur. Störströmmar ger spänningsfall vid kontaktövergångarna och buren får därmed potentialskillnader mellan fronterna. Dessa spänningar matar kabeln med asymmetriska störningar. Lackade eller eloxerade ytor är isolerande. Sådan behandling måste undvikas på de ytor som ingår i Faradays bur.

"Tyst jord" på kretskort.

Finns stora störningar på ett kretskort som kan ta sig ut via kabel, eller om kabeln ut från kretskortet kan inte avstöras tillräckligt till apparatlådan, så kan en 'tyst' jord införas på kretskortet för minskning av dessa störningar. Den tysta jorden har låg asymmetrisk störning och sprider därmed liten störning kring sig.

Den störiga logiken skiljs från sändar- och mottagarkretsar. Endast dessa sändar- och mottagarkretsar finns inom ett område närmast kabelutgången. Jordplanet delas upp i en brusig jord och en tyst jord. Dessa två jordar sitter sammanbundna med en ledare. Denna ledare bildar en impedans för störningar från den brusiga delen till den tysta. För att denna impedans ska göra nytta, krävs att den tysta delen av kortet är väl jordad i magasinet. Endast om den elektriska förbindelsen mellan tysta delen och magasinet är tillräckligt lågimpediv som förbindelsen kan 'kortslua' de störningar som kommer från den brusiga delen via ledaren. Kretskortets panel brukar ofta användas för denna elektriska förbindelse mellan magasin och kretskort.



Figur 6-21 "Tyst jord" på kretskort.

När jordplanet slitsas upp så mister signaler som går över slitsen sin naturliga returväg. Jordströmmar måste gå omvägar via ledaren eller koppla kapacitivt mellan planen. Detta påverkar signalkvaliteten. Är det stora transienta strömmar som går från ena jordplanet till andra jordplanet kan spänningsfallet mellan planen bli för stor. Derivatant hos strömmen måste minimeras ($U=L \cdot di/dt$). Induktansen mellan planen ger den impedans som ska förhindra störningar att ta sig från den brusiga delen till den tysta delen. En hög induktans mellan jordarna ger en bra "isolering" men en dålig förutsättning för bra signalöverföring mellan planen, returströmmarna måste passera genom "isoleringen". Om kretsar som driver signaler över slitsen placeras nära varandra så minskar lasten för drivaren och därmed fås små jordströmmar. Man bör också om möjligt undvika breda bussar över slitsen. Breda bussar ger stora returströmmar om hela bussen ändrar sig samtidigt till samma tillstånd. Kretsar med slö flank ger lägre strömderivator är snabba flanker.

Spänningsmatningsplanet bör slitsas på samma sätt som jordplanet. Annars sprids de störningar som finns på matningen hos den brusiga delen över till den tysta delen. Matningen hos den tysta delen måste ha bra avkoppling för reduktion av störningar på matningen.

