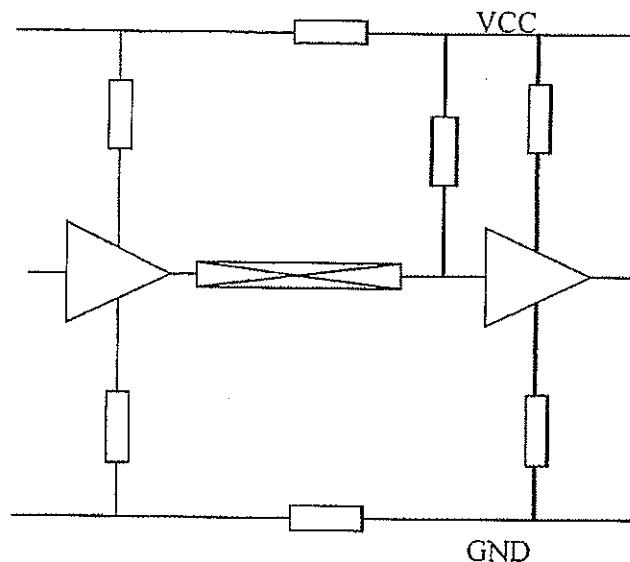


Kapitel 13 EMC konstruktion av kretskor

Störningar på kretskort.

Störningskällor på kretskort.



Figur 13-1 Induktans i ledare

Egengenererade störningar på ett kretskort kan grovt indelas i tre grupper nämligen:

Störningar i kraftmatningen.

Störningar på referensen mellan kretsar.

Störningar på signalen mellan kretsar.

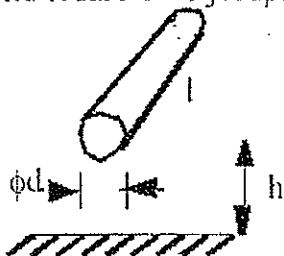
Vid drivning av en last på ett kretskort uppstår spänningsfall över impedanser, $i \cdot R + L \cdot di/dt$. Vissa av dessa finns mellan kretsen och matningen. När dessa spänningar uppstår får inte kretsen sin normala arbetsspänningen. Om t.ex. spänningen sjunker så försämras kretsens funktion, den blir vanligtvis långsammare. Om spänningen sjunker mycket kan kretsen sluta fungera eller inta ett felaktigt tillstånd. Avkoppling är ett botemedel mot variationer i kraftmatningen. Både analoga och digitala kretsar har en referenspotential. Utifrån denna referenspotential bedöms insignaler och genereras utsignaler. Normalt utgör jorden referenspotentialen men vissa digitala kretsfamiljer har matningsspänningen som sin referens, och vissa andra styr sin referens efter en utifrån kommande potential. Om det uppstår spänningsfall mellan kretsars referenspotential så påverkas funktionen, kretsar har då olika uppfattning om samma signal utifrån sin referenspotentialen. Exempelvis en utgång från en digital krets som ligger låg driver signalen mot jord. När kretsens jord ändrar sin potential mot referensen så kommer utsignalen också att ändras, den följer kretsens interna jord. Omgivande kretsar kommer att uppfatta denna signal som om den förändras. Detta fenomen kallas jordstudsar eller spänningsstudsar beroende på om störningen stör jord eller spänningsmatningen.

Den tredje gruppen kommer från transmissionen av signalen, att transmissionen förändrar signalen så att problem uppstår. Fenomen som påverkar en signal är t.ex. reflektion, överhörning mellan signaler etc.

Det kan vara svårt att klassificera en störning till någon av de tre grupperna, många gånger faller en störning inom flera grupper. Exempelvis ett spänningsfall mellan en krets och ett jordplan genererar både spänningsfall över kretsen samt störningar på referensen mellan kretsar. Spänningsfall i kraftmatningen över bakplan och på kretskort påverkar också både matningsspänningen och referensen. Detta brukar normalt benämnas som jordskift och spänningsskift.

Induktans i ledare.

Rund ledare över jordplan

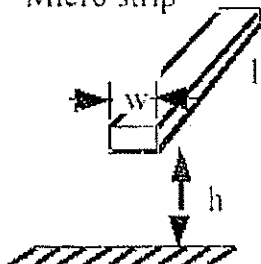


För låga frekvenser:

$$L \approx 2 \times 10^{-7} \times l \times \left(\frac{\mu_r}{4} + \ln \left(4 \frac{h}{d} \right) \right) [H]$$

$$| \text{ För höga frekvenser: } L \approx 2 \times 10^{-7} \times l \times \ln \left(4 \frac{h}{d} \right) [H]$$

Micro strip

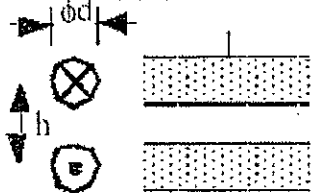


För låga frekvenser:

$$L \approx 2 \times 10^{-7} \times l \times \left(\frac{\mu_r}{4} + \ln \left(\frac{2\pi h}{w} \right) \right) [H]$$

$$| \text{ För höga frekvenser: } L \approx 2 \times 10^{-7} \times l \times \ln \left(\frac{2\pi h}{w} \right) [H]$$

Parallella ledare

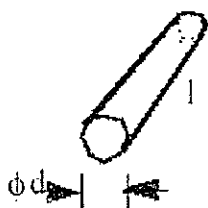


För låga frekvenser:

$$L \approx 2 \times 10^{-7} \times l \times \left(\frac{\mu_r}{4} + \ln \left(\frac{2h}{d} \right) \right) [H]$$

$$| \text{ För höga frekvenser: } L \approx 2 \times 10^{-7} \times l \times \ln \left(\frac{2h}{d} \right) [H]$$

Ledare i fri rymd



För låga frekvenser:

$$L \approx 2 \times 10^{-7} \times l \times \left(\frac{\mu_r}{4} + \ln \left(4 \frac{l}{d} \right) - 1 \right) [H]$$

$$| \text{ För höga frekvenser: } L \approx 2 \times 10^{-7} \times l \times \left(\ln \left(4 \frac{l}{d} \right) - 1 \right) [H]$$

Figur 13-2 Induktans av ledare

Induktansen i en ledare beror på dess geometriska former och avstånd till återledare. Ovan anges några formler för induktansberäkning. Formlerna är förenklade och gäller endast om d eller w är mindre än h samt att längden l är mycket kortare än våglängden för signalen.

För låga frekvenser dvs diametern d eller ledarbredden w är mindre än inträngningsdjupet existerar den inre induktansen. När frekvensen ökar flyter strömmen endast i ledarens yttre skikt därmed försvinner den inre induktansen. Den inre induktansen är $\mu_r/4$. Inträngningsdjupet för koppar är $66 \times 10^{-3} / \sqrt{f} [m]$.

Som tumregel för en enkelledare kan man anta att induktansen är ca 8 till 10 nH/cm.

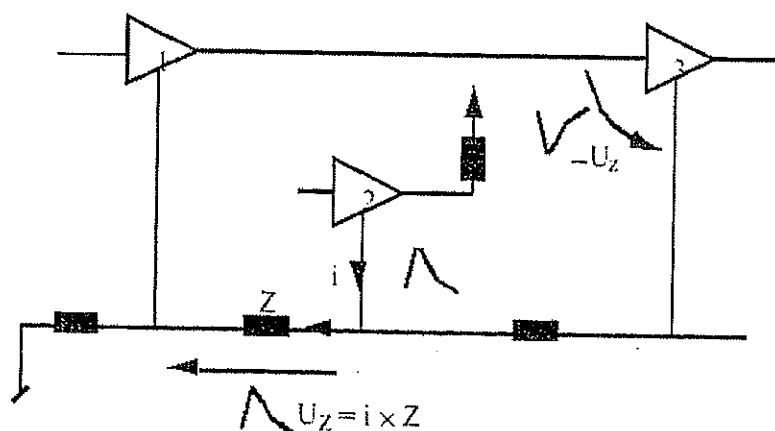
Impedans i en enkelledare av koppar.

Frekvens	10mm	100mm	1m	10m
10 Hz	527 $\mu\Omega$	5.3 m Ω	53 m Ω	527 m Ω
1 kHz	529 $\mu\Omega$	5.3 m Ω	54 m Ω	543 m Ω
100 kHz	4 m Ω	68 m Ω	0.97 Ω	13 Ω
1 MHz	39 m Ω	684 m Ω	9.7 Ω	126 Ω
5 MHz	197 m Ω	3.4 Ω	49 Ω	
10 MHz	393 m Ω	6.8 Ω	97 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				

Frekvens	10mm	100mm	1m	10m
10 Hz	5.3 $\mu\Omega$	53 $\mu\Omega$	530 $\mu\Omega$	5.3 m Ω
1 kHz	14 $\mu\Omega$	410 $\mu\Omega$	7 m Ω	980 m Ω
100 kHz	1.6 m Ω	39 m Ω	680 m Ω	9.7 Ω
1 MHz	16 m Ω	390 m Ω	6.8 Ω	97 Ω
5 MHz	51 m Ω	2 Ω	34 Ω	
10 MHz	100 m Ω	3.9 Ω	68 Ω	
50 MHz	0.5 Ω	20 Ω		
100 MHz	1 Ω	39 Ω		
150 MHz	1.5 Ω	59 Ω		
500 MHz	5 Ω			
AWG #2 d=6.5mm				

Tabellen ovan anger impedansen från resistans och induktans hos en enkelledare. Impedansen för de högre frekvenserna kommer i huvudsak från ledarens induktans. Induktansen har en ganska liten känslighet av diametern för ledaren. Att dela upp en ledare i många ledare, så att den totala arean fortfarande behålls, ger en lägre induktans än att behålla ledaren som en enda ledare. De båda ledarna har en area kvot på 100. För låga frekvenser dominerar resistansen och impedans kvoten är ca 100. För höga frekvenser är impedans kvoten endast ca 4 och domineras av induktansen.

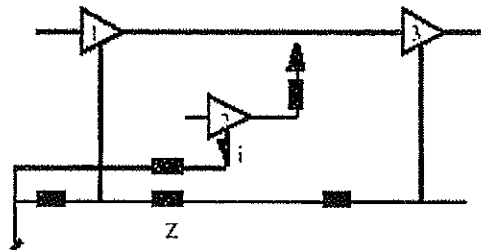
Störningar mellan referenser.



Figur 13-3 Störningar mellan referenser

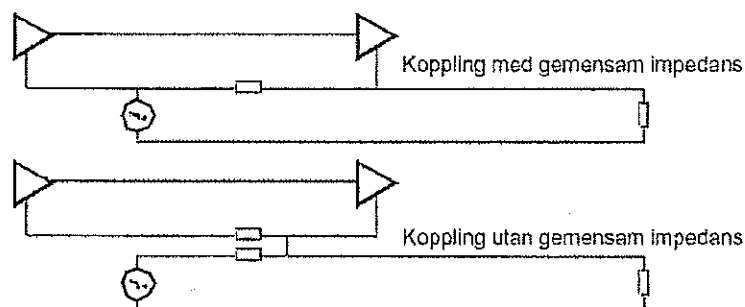
Exemplet ovan illustrerar vad som kan hända när strömmar flyter genom gemensamma impedanser. Krets 2 driver en last, denna ström flyter mot jorden genom impedansen Z . Över Z faller en spänning U_Z . Denna spänning faller också mellan jordarna för krets 1 och krets 3. Krets 1 och 3 får härmed olika jordreferenser. Krets 3 ser en förändrad signal från krets 1 med spänningen U_Z .

Att ändra på kopplingen så att krets 2 har egen anslutning till jord gör att strömmen från krets 2 inte flyter genom Z . Genom denna omkoppling stör inte strömmar från krets 2 kretsarna 1 och 3.



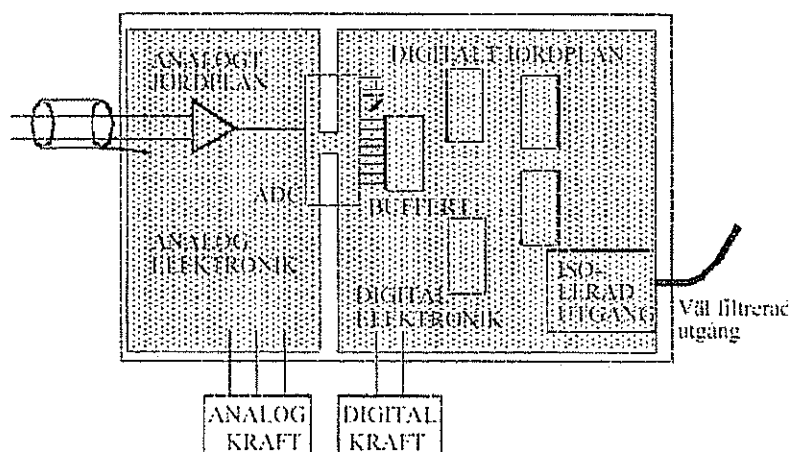
Figur 13-4 Bättre jordning

Figuren nedan visar hur strömmen flyter genom en gemensam impedans. Att bryta upp slingorna i två slingor och koppla samman dessa i endast en punkt tillåter inte strömmar att flyta från ena slingan till den andra. Störningar kan därmed inte kopplas genom någon gemensam impedans från den ena slingan till den andra.



Figur 13-5 Eliminering av gemensam impedans

Jordplan i ett enkeltkortssystem med a/d omvandlare.



Figur 13-6 Jordplan i enkeltkortssystem

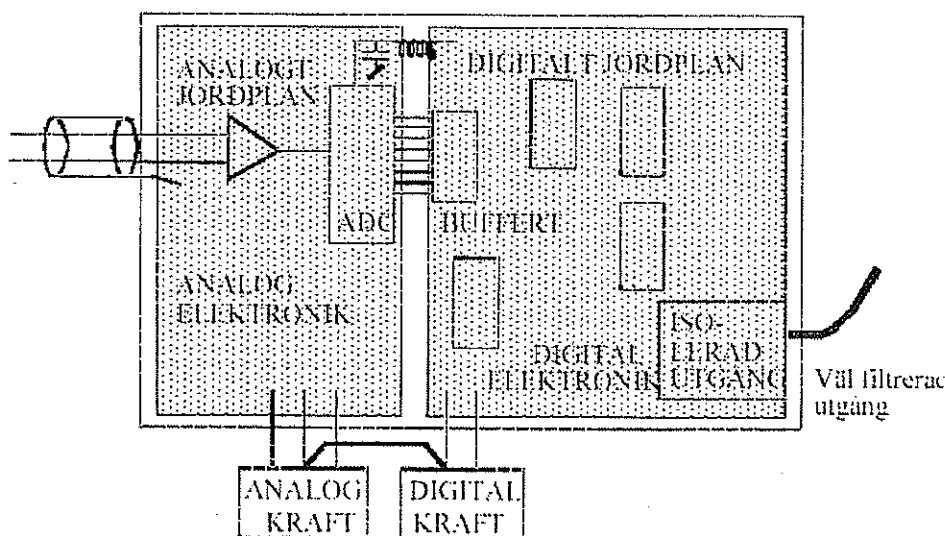
I ett system som består av endast en A/D-omvandlare och där ingen annan sammankoppling av den analoga och digitala jorden förekommer annat än vid A/D omvandlaren. I ett sådant system kan man koppla samman den digitala jorden och den analoga jorden under A/D-omvandlaren. Det finns då bara en punkt där jordarna möts, förutsatt att kraftmatningen till den analoga och digitala elektroniken är isolerade från varandra. Den digitala elektroniken på kortet genererar högfrekventa störningar. Dessa störningar kan koppla induktivt, kapacitivt, strålat eller galvaniskt till den analoga elektroniken. Man kan skydda sig mot den induktiva, kapacitiva och strålade störningen t.ex. genom att separera den analoga och digitala elektroniken så mycket som möjligt från varandra samt att inte använda snabbare digitala kretsar än nödvändigt.

För att få galvanisk överföring av störningarna behövs en slinga som störströmmen kan flyta i. T.ex. om en kabel går ut till en annan apparat och där är ansluten till den digitala jorden. Strömmar i kabeln kommer att generera spänningsskillnad mellan de båda apparaternas jord. Denna spänning genererar returströmmar som bl.a. kan komma in via den analoga kabeln med asymmetriska (common) störning som följd. Isoleras drifningen av kabeln så kan inga asymmetriska strömmar flyta mellan de båda apparaterna, vid sådana fall har man brutit slingan som genererar asymmetriska störningar på den analoga ingången.

Om digitala och analoga kraftmatningen inte är fullständigt isolerade från varandra (även för de höga frekvenserna) så får man en slinga från digital kraft, analog kraft, analog jord, digital jord, och åter till digital kraft. Så länge denna ström enbart går i kraftkablarna utgör den normalt inte några större problem då den inte kommer in på de analoga ingångssignalerna. Om det finns andra förbindelser mellan analoga kraften och kretskortets analoga del så kommer strömmar även att flyta dessa vägar med störningar som följd.

A/D omvandlarens matning bör vara avkopplad nära A/D-omvandlarkretsen och gärna med ett filter för den digitala matningen. Inga störningar på den digitala matningen kommer då in i omvandlaren och stör omvandlarens analoga delar.

Jordplan i ett flerkortssystem med a/d omvandlare.



Figur 13-7 Jordplan i flerkortssystem

I ett system med flera A/D omvandlarkort eller ett system där man inte vill ha den analoga och digitala jorden sammankopplad vid A/D omvandlaren, bör man koppla alla jordar hos A/D omvandlarkretsen till analog jord. Den digitala och analoga jorden bör då istället vara ihop kopplade vid kraftaggregaten.

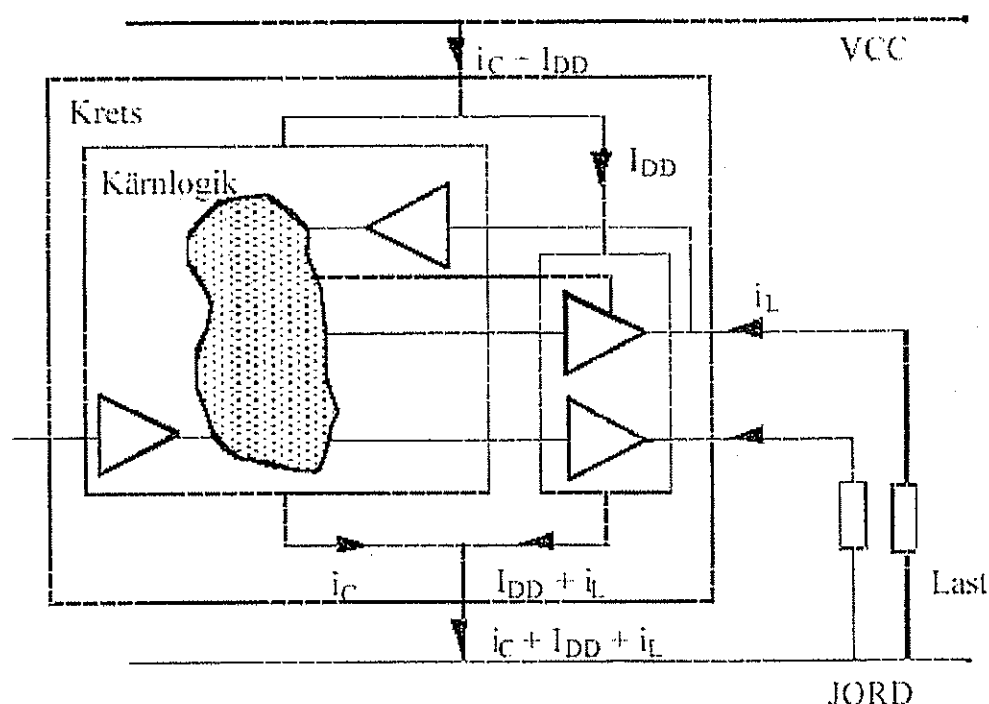
Om A/D omvandlarkretsens digitala jord kopplas till kortets digitala jord, kommer strökapacitanserna inuti A/D omvandlaren att koppla de digitala störningarna till de analoga delarna i omvandlaren med ökat brus som följd.

För att minska störningar som genereras från den digitala drivningen bör man ha en digital buffert, matad och jordad i den digitala delen av kortet, nära A/D omvandlaren. En buffert nära A/D omvandlaren ger lägre last för omvandlaren och därmed en digital drivning med små strömmar. Det är över dessa signaler, mellan A/D omvandlaren och bufferen, som störningar mellan de båda jordarna kommer att finnas. Dessa digitala signaler är relativt tåliga mot störningar och definitivt mycket mer tåliga än de analoga signalerna.

Kraften till A/D omvandlaren ska avkopplas till den analoga jorden. Tas den digitala kraften till A/D omvandlaren från den digitala kraftkällan bör kraften först filtreras innan omvandlaren matas med kraften, filtret ska då vara analog jordad.

Galvanisk överföring av störningarna sker via anslutna kablar. En kabel som är ansluten till den digitala jorden och går till en annan apparat kan överföra störningar. Strömmar i kabeln kommer att generera spänningsskillnad mellan de båda apparaternas jord. Denna spänning genererar returströmmar som bl.a kan komma in via den analoga kabeln med asymmetrisk störning som följd. Isoleras drivningen av kabeln så kan inga asymmetriska strömmar flyta mellan de båda apparaterna, vid sådana fall har man brutit slingan som genererar asymmetriska störningar på den analoga ingången.

Strömmar i en digital krets.



Figur 13-8 Strömmar i en digital krets

Det finns i huvudsak tre grupper av strömmar i en krets nämligen:

Ström till kärnlogiken (i_C).

Tvärströmmar (I_{DD}).

Lastströmmar (i_L).

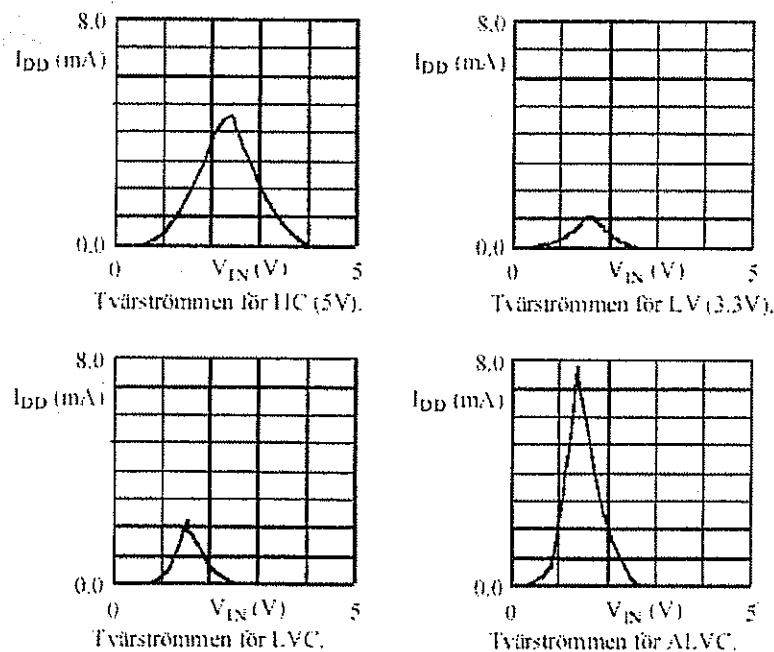
Strömmarna kan i sin tur delas upp i likströmsdel och en dynamisk del. Likströmmarna ger ett spänningsfall över de resistiva elementen i matningen. Dessa spänningar är konstanta i tiden och för logikkretsar normalt försumbara ur störningssynpunkt. De dynamiska strömmarna genererar spänningsfall över både resistanser och induktanser. Dessa dynamiska spänningar kan bli mycket stora och förorsaka stora problem.

Strömmar till kärnlogiken kommer från den interna logiken i en krets, den logik som finns mellan ingångarna och drivarbuffertar. Normalt är dessa strömmar små jämfört med de andra strömmarna. För en kärnlogik med ett stort antal transistorer kan dock dra mycket ström och denna ström måste då beaktas.

När ett komplementärt transistordrivsteg ändrar sitt tillstånd leder båda transistorerna samtidigt under en viss tid. Denna tvärström flyter från matning till jord likt en kortslutningsström. Tvärströmmar är störst för drivarbuffertar då dessa transistorer har den största drivförmågan. I kärnlogiken finns också tvärströmmar men dessa är små och brukar inkluderas i kärnlogikströmmen.

Vid en ändring av en bufferts tillstånd så ska ledningar laddas om och drivningen av lasten ändras till den nya spänningen. Detta ger ändringar i strömmarna. Dessa strömmar flyter från en drivare till jord eller matning beroende på vilken transistor som driver.

Tvärströmmen som funktion av inspänningen.

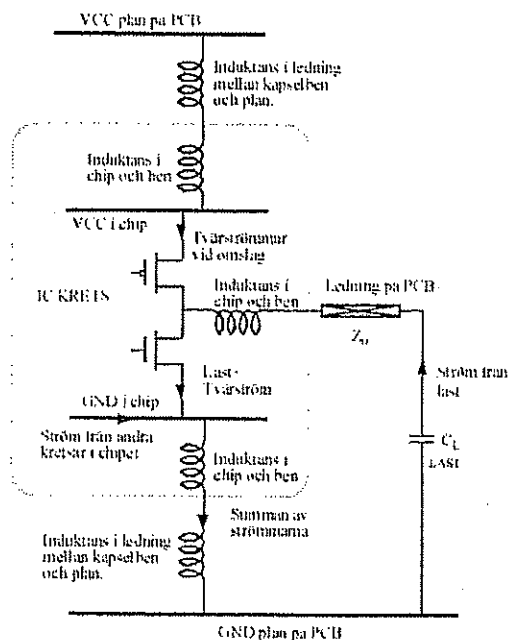


Figur 13-9 Tvärströmmen

Tvärströmmar uppstår när båda drivartransistorerna leder vid omslag av kretsen. Strömmen är störst vid triggernivån och minskar när ingången går mot VCC eller GND.

Snabba kretsar har ofta högre tvärström än långsamma kretsar. Gamla kretsfamiljer har ofta högre tvärström än nya kretsfamiljer med samma hastighet. Tvärströmmen varierar också mellan tillverkare för samma kretsfamilj.

Modell av en utgångsbuffert i en kapsel på kretskort.

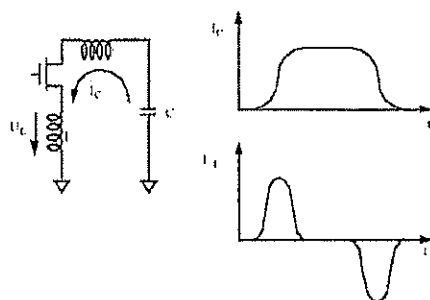


Figur 13-10 Modell av en kapsel

Figuren ovan visas några induktanser som finns i och omkring en krets samt de strömmar som flyter genom kretsen och i ledningar vid en hög till låg övergång. Modellen är förenklad med endast induktanser som element. Spänningar över induktans genereras från en strömändring ($U = L \times \frac{di}{dt}$).

Somliga induktanser stör mer än andra induktanser. Normalt påverkar inte små induktanser, om den befinner sig mellan drivarens utgång och last, signalkvaliteten. Små induktanser från t.ex bondtråd, kapselben etc. Däremot påverkas störtligheten och signalkvaliteten mycket av induktanser i matningen till kretsen. Det är i huvudsak induktansen i jord- och matningsledningar som ger störningar t.ex jord och spänningsstudsar.

Jordstudsar och spänningsstudsar (ground bounce power bounce).

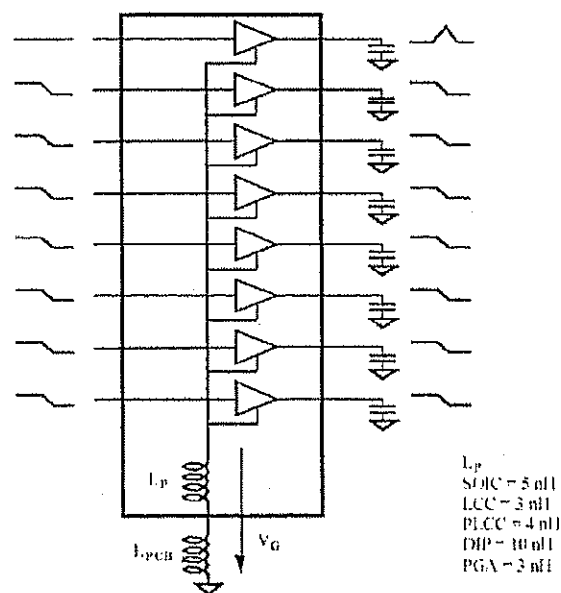


Figur 13-11 Jordstudsar

Jordstudsar och spänningsstudsar uppstår när omladdningsströmmen tillsammans med tvärströmmen passerar genom jord eller matningsimpedansen. Impedansen består i huvudsak, vid snabba förlopp, av induktansen L . Induktansen L är summan av induktanserna i bondtrådar, ledare till avkoppling, kapselben mm. Storleken på spänningen U_L beror på strömmens derivata och induktansen L .

$$U_L = L \times \frac{dI_c}{dt}$$

Jordstudsars inverkan på tysta utgångar.

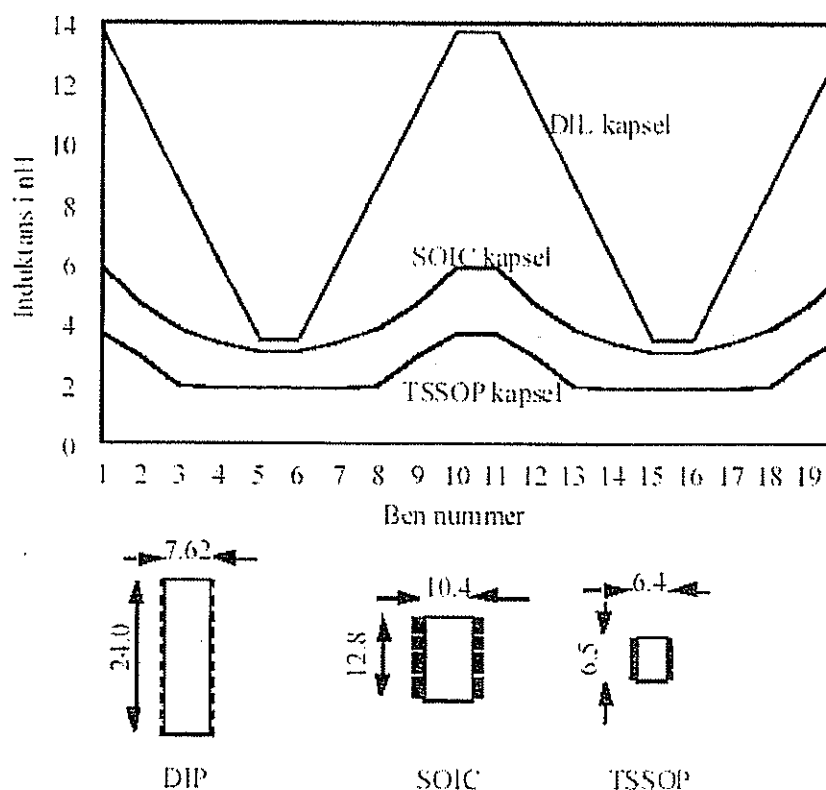


Figur 13-12 Jordstudsars inverkan på utgångar

Vid omslag av flera utgångar samtidigt i en krets, så överförs jordstudsar eller spänningsstudsar till de utgångar som inte slår om, kallad tyst utgång. Denna störspänning kan bli stor och ge störningar hos de kretsar som är anslutna till de tysta utgångarna. De induktanser som genererar störningen är den i kapseln, dvs ledaren mellan chip- och mönsterkort, induktanser mellan kapsel och avkopplingskondensator, såsom ledaren på mönsterkortet vior etc, samt induktans i avkopplingskondensatorn.

Induktansen är låg i ett matningsplan jämfört med ledare. Om ett matningsplan är helt, alltså saknar hål och slitsar, så kan induktansen försummas vid frekvenser upp till några hundra MHz. Induktansen mellan krets och avkopplingskondensator blir stor om inte jord och spänningsplan finns. Om hela jord- och spänningsplan används är det i huvudsak endast kapselns interna induktans och induktansen i ledaren mellan kapselpinnen och jord- spänningsplanet som förorsakar jordstudsar.

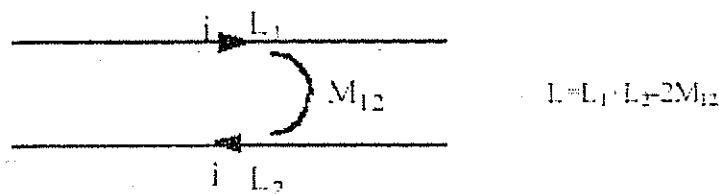
Induktans i olika kapslar.



Figur 13-13 Induktans av kapslar

Benens längd varierar i en kapseln. Ben vid hörn av kapseln är längst och har därmed en högre induktans än ben i mitten av kapseln. Normalt har en ytmonterad kapsel lägre induktans än en hålmonterad med samma benantal då den ytmonterade är mindre i storlek. Ovan visas induktansen för tre olika 20 pinnars kapslar. DIP (dual in-line package) är hålmonterad med en bändelning av 2.54mm. Denna kapsel har ett stort avstånd mellan kisel och förbindelsepunkten i mönsterkortet för ben nära hörnen. SOIC (small-outline integrated circuit) är ytmonterad med en bändelning av 1.27mm. Här är avståndet mellan kisel och mönsterkort kortare och den har därmed en lägre induktans. För ben mitt på kapseln är skillnaden i induktans inte så stor mellan DIP och SOIC. Båda kapslarna är ungefär lika breda. TSSOP (thin shrink small-outline package) är den minsta av dessa tre kapslar och har därmed lägst induktans.

För standardkretsar används normalt diagonalmatning. Detta är ur störningssynpunkt ett dåligt val för matning då dessa ben har den högsta induktansen. För DIP i exemplet ovan är induktansen 4ggr högre för diagonalbenen jämfört med mittbenen. Studsarna i matningen skulle teoretiskt minskas till en fjärdedel om matningen flyttas från diagonalen till mittbenen. En krets med så kallad mittmatning.



Figur 13-14 Minskning av induktans

Mellan två ledare finns en ömsesidig induktans. En ström som flyter genom dessa två ledare ser en induktans som består av ledarnas egeninduktans samt den ömsesidiga induktansen. Om strömmen flyter i motsatt riktning i förhållande till varandra så blir den totala induktansen $L = L_1 + L_2 - 2M_{12}$, den ömsesidiga induktansen minskar den totala induktansen. Den ömsesidiga induktansen M_{12} ökar när avståndet mellan ledare minskar, och följaktligen minskar M_{12} när avståndet ökar. En strömslinga med ledarna nära varandra har alltså en lägre induktans än om ledarna är långt från varandra.

Förhållandet $k = \frac{|M_{12}|}{\sqrt{L_1 \times L_2}}$ kallas kopplingsfaktorn. För två pinnar bredvid varandra i en

kapsel är kopplingsfaktorn mellan ca 0.3 till 0.5 för en större hålmonterad och ca 0.4 till 0.6 för ytmonterad kapsel. En kapsel med $L_1 \approx L_2$ och en kopplingsfaktor $k = 0.5$ ger en ömsesidig induktans M på

$$k = \frac{|M_{12}|}{\sqrt{L_1 \times L_2}} \Rightarrow M_{12} = k \times \sqrt{L_1 \times L_2} \approx k \times L_1 = 0,5L_1$$

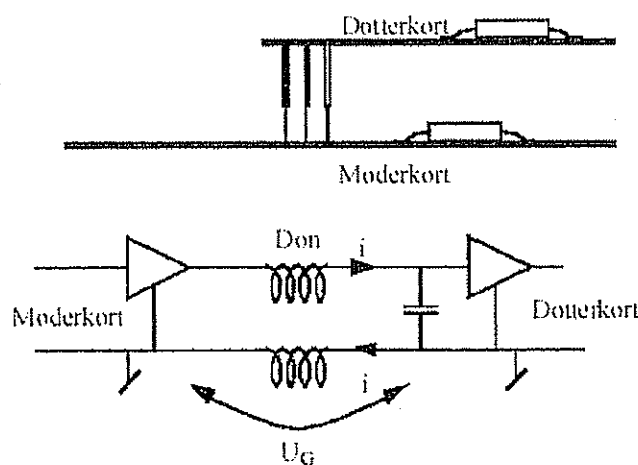
Självinduktansen för en strömslinga blir då

$$L = L_1 + L_2 - 2M_{12} \approx 2L_1 - 2M_{12} = 2L_1 - 2(0,5L_1) = L_1$$

Självinduktansen har sjunkit till ca hälften genom att förlägga returströmmen till pinnen närmast pinnen för framströmmen.

Denna mekanism utnyttjas i den mån det går i kretsar. Att blanda matningspinnar med signalpinnar ger en lägre induktans än om de vore separerade. När en signalström ska flyta genom matningspinnen sänker den ömsesidiga induktansen i matningen. Spänningsfallet över matningen blir därmed lägre när signal och matning ligger nära varandra än om avståndet mellan dem är stort. Kapsel med blandade matnings och signalpinnar har bättre jordstudssegenskaper än diagonalmatade kretsar.

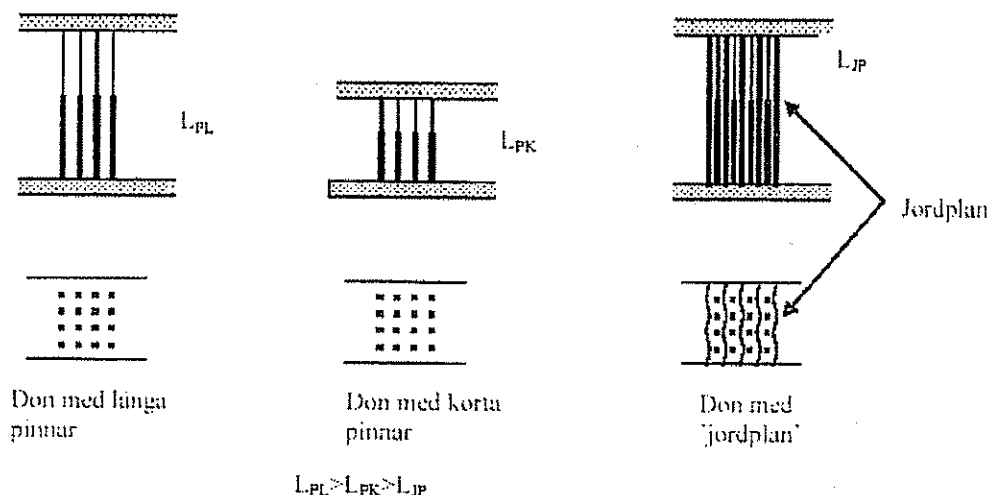
Störningar mellan kort.



Figur 13-15 Störningar mellan kort

I ett enklare don med endast pinnar måste jord och spänning överföras via dessa pinnar. En pinne i ett don har en induktans och genom denna induktans överförs returströmmar för signaler. Över dessa induktanser uppträder en spänning när strömmen ändras och denna spänning faller över donet. Mellan jordarna hos t.ex ett moderkort och ett dotterkort uppstår en potentialskillnad, den som faller över donet.

Ett don med långa pinnar har generellt sett en högre induktans än ett don med korta pinnar. Därmed ger don med långa pinnar större störningar än don med korta pinnar. Vissa don har 'jordplan' dvs don med större segment mellan grupper om pinnar eller mellan pinnrader i donet. Jordplanet i dessa don används för jordning och plan har lägre induktans än pinnar. Returströmmarna i planet ger ett lägre spänningsfall än om returströmmarna flyter i pinnar.



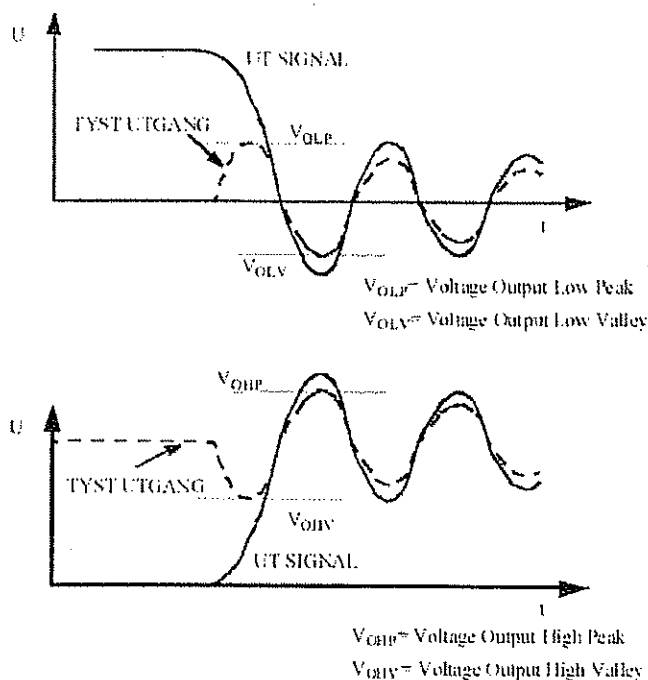
Figur 13-16 Induktans i kopplingsdon

Vid icke balanserad 'single ended' drivning mellan kretskort och bakplan eller mellan moderkort och dotterkort uppstår jordstudsar. Icke balanserad drivning använder jord och spänningsmatningen för returströmmen. För enkelhetens skull beskrivs fortsättningsvis endast strömmar i jorden. Resonemanget kan överföras och gälla för strömmar i matningen. När många drivare driver samtidigt flyter en stor ström i jorden som returström. Finns en impedans i jordförbindelsen fås ett spänningsfall över impedansen och därmed störningar mellan de båda jordarna. För kretskort med jord och spänningsplan finns det största bidraget till impedansen i donet mellan korten.

Vid balanserad drivning används inte jorden för returströmmen. Signalen har två ledare för sin utbredning. Ledarna drivs komplementärt dvs en ledare drivs inverterat jämfört med den andra ledaren. Med denna drivning blir strömmarna i ledarna lika stora men med motsatt riktning. Ingen returström behöver flyta i jorden. Jordströmmarna blir mindre och därmed mindre jordstudsar. De jordströmmar som finns vid balanserad signalöverföring kommer från signalens obalans i spänning och tid.

Donets elektriska egenskaper har en stor betydelse för hur stor störningen blir mellan korten. Ett don med exempelvis jordplan i donet har en mycket lägre impedans för jorden jämfört med ett don med endast pinnar som jordförbindelse. Att blanda jordar med signaler sänker också induktansen. För kretsfamiljer med snabba flanker och höga klockfrekvenser samt med 'single ended' drivning behövs upp till en jordpinne per signal.

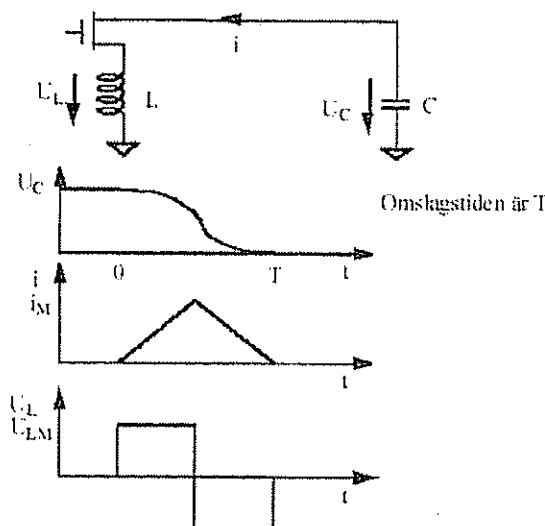
Signalens form vid jordstudsstörning.



Figur 13-17 Jordstudsstörning

Om många utgångar slår om samtidigt, åt samma håll i en krets, blir den sammanlagda strömmen genom matningsledaren stor. Induktansen i matningsledare, kapselpinnar mm ger en hög spänning mellan kretsens interna matning och yttre matningskällan när strömderivatan är stor $U = L \frac{di}{dt}$. Matningen inne i kretsen gungar i förhållande till den yttre källan. Matningen i kretsen börjar oscillera pga de induktanser och kapacitanser som strömmen flyter genom bildar en svängningskrets. Den störda signalen, tysta utgången, följer matningen inne i kretsen. Den matning som drivar transistorer är kopplad till.

Jordstudsar vid ren kapacitiv last.



Figur 13-18 Jordstudsar - kapacitiv last

Strömmen från en kondensator är $i = C \frac{dU_C}{dt}$ och spänningen över en induktans är $U_L = L \frac{di}{dt}$ spänningen över in-

duktansen blir med insatt kondensatorström $U_L = L C \frac{d^2 U_C}{dt^2}$. Spänningen över induktansen beror på andraderivatan

av spänningsändringen, den är alltså starkt beroende på omslagstiden för en krets.

Vid ett förenklat förlopp, som när spänningen över kondensatorn vid omladdningen, följer en andragskurva (som i figuren ovan) och strömmen är inte så stor att utgångstransistorn går i mättning blir den inducerade spänningen över induktansen.

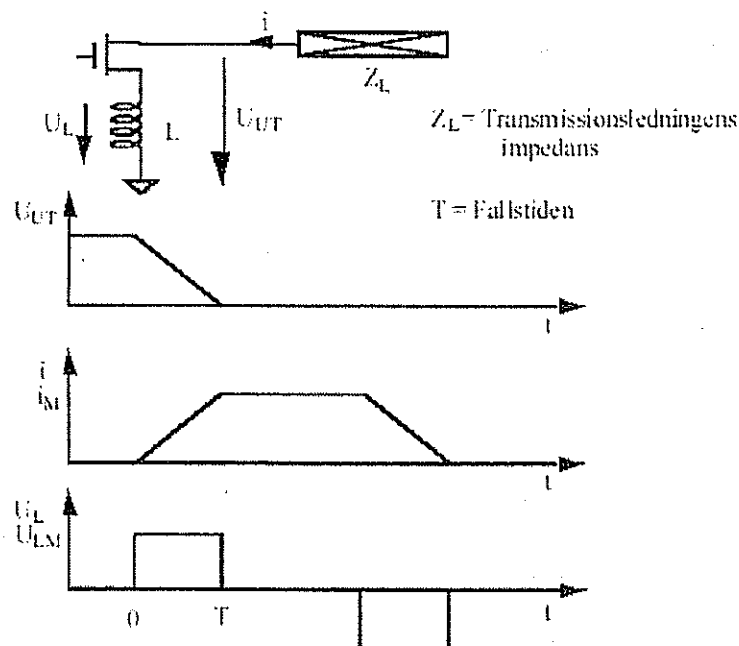
$$Q = C \times U_C = i_M \times \frac{T}{2} \Rightarrow i_M = \frac{C \times U_C}{\frac{T}{2}}$$

$$U_L = L \frac{di}{dt} = L \times \frac{i_M}{\frac{T}{2}} = \frac{C \times U_C \times L \times 4}{T^2}$$

U_L i ekvationen ovan gäller för en last. Om många utgångar slår om samtidigt summeras varje bidrag. För en krets men N drivare där varje drivare driver samma last så blir spänningen över induktansen $N \times U_L$.

Kretstillverkare brukar karakterisera storleken på jord och spänningsstudsar för sina kretsar med en ren kapacitiv last. På kretskort förekommer sällan laster som är rent kapacitiv. Oftast är lasten en transmissionsledning, lastad eller olastad transmissionsledning.

Jordstudsar vid drivning av transmissionsledning.



Figur 13-19 Jordstudsar – transmissionsledning

En transmissionsledning är den vanligaste lasten för en drivare.

Strömmen från transmissionsledningen är $i(t) = \frac{U_{UT}(t)}{Z_L}$

Spänningen över induktansen L blir då

$$U_L = L \times \frac{di}{dt} = \frac{L}{Z_L} \times \frac{dU_{UT}}{dt}$$

Vid en transmissionsledning som last beror spänningen över induktansen på förstagrads derivatan av spänningen. En transmissionsledning som last generera mindre jordstudsar än om lasten är kapacitiv.

För exemplet i figuren ovan nås maximala strömmen i_M vid tiden T . Strömmen i_M är

$$i_M = \frac{U_{UT}(T) - U_{UT}(0)}{Z_L} = \frac{\Delta U}{Z_L}$$

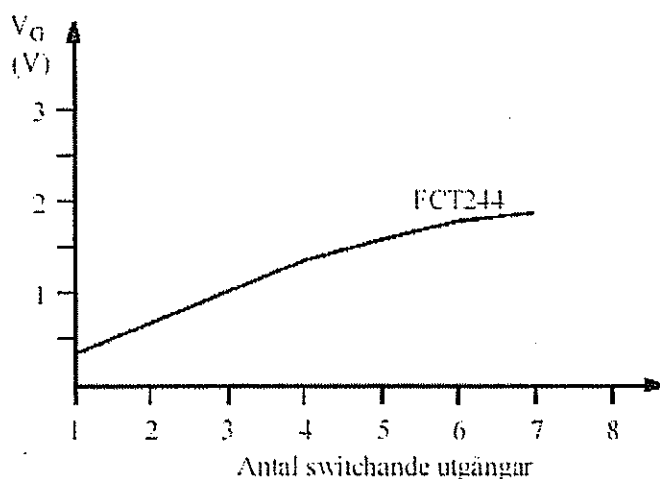
och spänningen över induktansen är

$$U_L = L \frac{di}{dt} = L \times \frac{\Delta i}{\Delta T} = L \times \frac{i_M}{T} = L \times \frac{U_{UT}(T) - U_{UT}(0)}{T \times Z_L} = L \times \frac{\Delta U}{T \times Z_L}$$

Som för drivning av kapacitiv last summeras strömmarna genom induktansen från varje drivare i kapseln. För N drivare med samma last blir spänningen över induktansen $N \times U_L$.

Avstörning av kretskort.

Antalet switchande utgångars påverkan på jordstudsar.



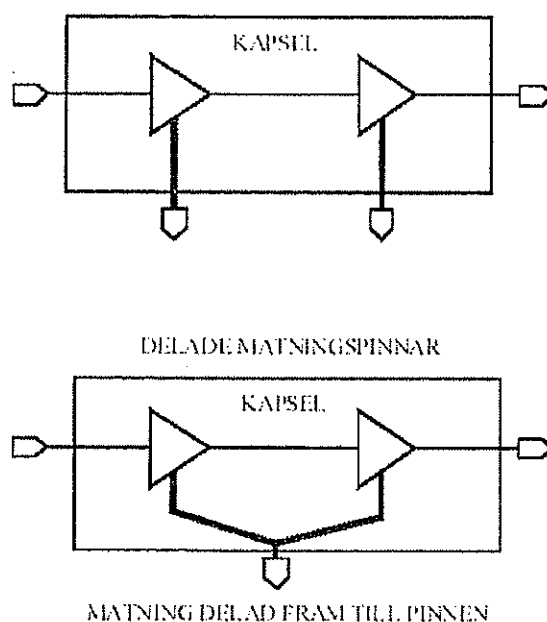
Figur 13-20 Jordstudsar vid flera utgångar

Antalet switchande utgångar påverkar jordstudsar. De utgångar som ändrar sitt tillstånd i samma riktning adderar sina strömmarna. Denna adderade ström ska flyta till kraftmatningen. Om det endast finns en jord och en matningspinne på en krets med t.ex 8 drivare så ska strömmen för upp till 8 laster flyta genom endast en matningspinne. Strömmen från 8 laster kan uppgå till över 1A.

Är det en ur jordningssynpunkt dålig layout så kommer matningsledningarna på mönsterkort in som den största källan till jordstudsar. Om man har en bra layout för kretsen på mönsterkort så kommer ändå kretsens förmåga att hantera jordstudsar in. Vid en dålig hantering av jordstudsproblemet så ökar jordstudsspänningen nästan linjärt med strömderivatan genom kretsen.

Kretsar hantera jordstudsproblemet på skilda vis. Olika sätt används av kretstillverkare för att minska jordstudsar såsom att minska induktansen i matningspinnarna, t.ex med mittpunktsmatning, distribuerad matning, öka antalet matningspinnar. Vissa kretsar har speciella elektriska funktioner inbyggda för att minska jordstudsar. Att minska flanken för utsignalen ("slow rate control") är en sådan funktion, därmed minskas strömderivatan och en lägre spänningen över induktanser erhålls. Alla kretsar har en viss spridning i tid när en utgång ändrar sitt tillstånd. Alla utgångar slår inte om samtidigt utan är utspridda något i tiden. Spridningen gör att den adderade strömmen får en lägre derivata än om all slår om samtidigt. Vissa kretsar är konstruerade så att utgångarnas omslag sprider sig i tiden på ett kontrollerat sätt.

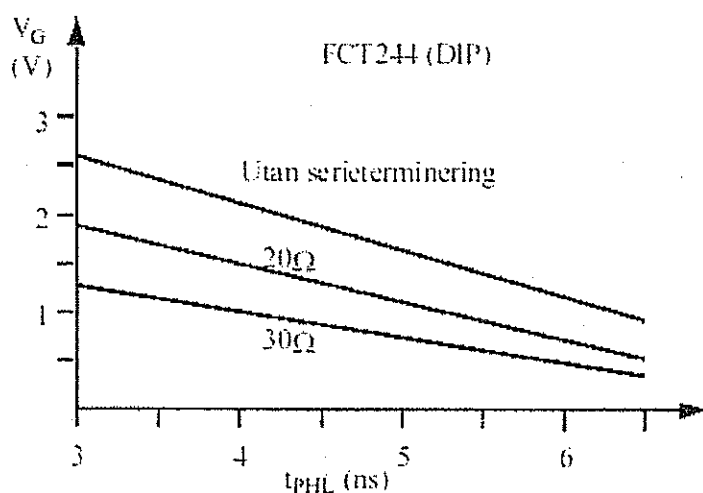
Minska jordstudsarnas inverkan på ingången.



Figur 13-21 Minskning av jordstudsar

För att minska överhörningen förorsakad av jordstudsar från utgångar till ingångar i samma kapsel brukar man sära på matningen mellan ingångssteg och utgångssteg. Om möjlighet finns så delas matningspinnarna upp så att vissa pinnar i kapseln matar ingångssteg och andra utgångssteg. Om detta inte är möjligt kan man separera matningen i kretsen fram till pinnen så att endast en kort del av matningen är gemensam, den genom kapseln ben. För standardkretsar med dedicerade ben för matning kan inte dela upp matningen så att kärnan matas via vissa ben och drivarna matas via andra ben. Många av de större kretsarna såsom mikroprocessorer, kommunikationskretsar och egenutvecklade ASI-Car har delad matning för bättre hantering av störningarna. Vissa har också grupperat drivarna där varje grupp har sin egen matning. Exempelvis kan en större databuss ha egen matning och adressbussen egen matning.

Seritermineringens inverkan på jordstuds.



Figur 13-22 Seriterminering och jordstudsar

En serierterminering minskar strömmen genom matningspinnen och därmed minskar också jordstudsens storlek. Speciellt vid en ren kapacitiv last. Vid en kapacitiv last är det endast drivtransistorns impedans och induktansen som begränsar urladdningsströmmen. Ett motstånd i serie med kondensatorn ökar impedansen för urladdningsströmmen. Detta att minska jordstudsar med serierterminering är vanlig vid stora kapacitiva laster, t.ex. vid drivning av minnen. En del kretsfamiljer har i sina buffertar inbyggda seriemotstånd på 25 Ω eller 33 Ω . Att sänka flankens hastighet minskar också studsarna i matningen. Spänningen över en induktans beror på första derivatan av spänningsändringen för resistiv last och andraderivatan för kapacitiv last.

Kapsels inverkan på störning hos tyst utgång.

Kapseltyp	Antal switchande drivare	V_{OLP} [V]	V_{OLV} [V]
20-Pin DIP	7	0.73	-1.17
20-Pin SOIC	7	0.66	-1.12
20-Pin SSOP	7	0.59	-1.06
20-Pin TSSOP	7	0.66	-0.95
48-Pin SSOP	15	0.64	-0.06

Källa Texas Instruments

Tabellen ovan visar simulerade resultat från samtidigt omslag hos många drivare, samtidigt som en drivare är stilla, en tyst utgång. Simuleringen är gjord för 74ABT245, en kretsfamilj med vissa mekanismer för minskning av jord och spänningsstudsar. En övergång från hög till låg med den tysta drivaren låg. En minskning av kapseln ger normalt en minskning av störningen. 20-pin TSSOP och 48-pin SSOP har låga induktanser och deras störning på den tysta utgången är mycket kortare i tid än de andra större kretsarna. Även om V_{OLP} är en aningen högre för dessa två kapslar än 20-pin SSOP så är pulsens varaktighet mycket kortare och därmed mycket mindre benägen att störa.

Minskning av jordstudsar.

KRETSAR

Kontrollerad stig och falltid, (ABT, LVC, LVT).

Nivå på svinget (3V familj, BTL, GTL, ECL).

Fördelning av jord och spänningepinnar (mittmatning, wide bus).

Separerad matning mellan de störiga och känsliga delarna i kretsen (ABT)

Serieresistans.

Avkoppling på krets nivå (PGA, större kretsar).

MÖNSTERKORTSLAYOUT

Jord och spänningsplan.

Mycket korta ledare mellan krets och matningsplan.

Mycket korta ledare mellan avkopplingskondensator och matningsplan.

Nära mellan kondensator och krets.

AVKOPPLINGSKONDENSATOR (påverkar endast spänningsstudsar)

Använda kondensator som fungera även för höga frekvenser.

Tillräcklig hög kapacitans.

SYSTEMERING/KONSTRUKTION

Undvika samtidigt omslag av utgångar, (Gray kod).

Kontrollerad 'skew' mellan utgångar.

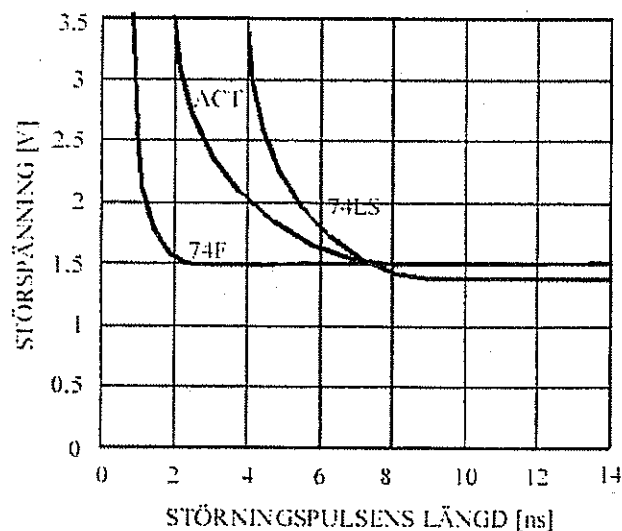
Filtrering av insignaler.

Differentiell signalering.

Separera störig jord från 'tyst' jord.

Låg last på bussar (korta bussar, MCM).

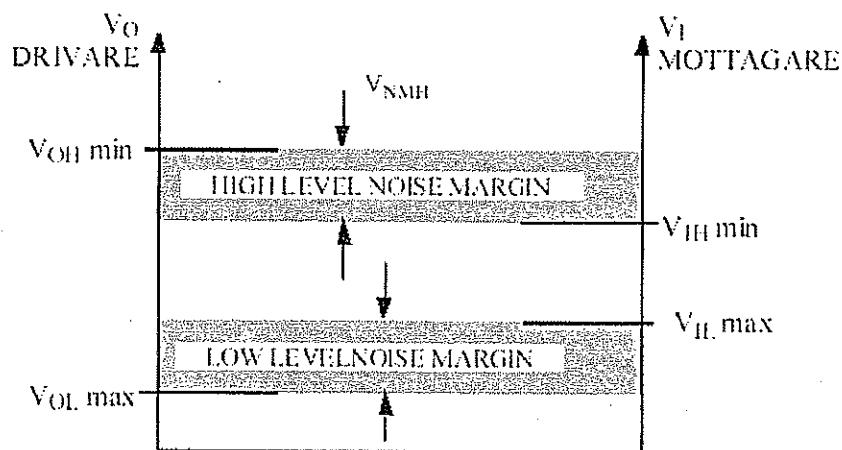
Störtålighet hos olika kretsfamiljer.



Figur 13-23 Störtålighet av kretsfamiljer

När störpulsens varaktighet börjar bli kort för kretsen dvs kortare än stig- och falltiden för kretsen, så hinner den inte reagera på pulsen. Kretsen behöver en högre amplitud på signal för att hinna reagera. Detta gör att kretsar blir okänsliga för mycket snabba spikar.

Störmarginal.



$V_{OH \min}$ är den lägsta spänningen en utgång kan ha som hög med tillåten last.

$V_{OL \max}$ är den högsta spänning en utgång kan ha som låg med tillåten last.

$V_{IH \min}$ är den lägsta inspänning som är garanterat tolkad som hög.

$V_{IL \max}$ är den högsta inspänning som är garanterat tolkad som låg.

Figur 13-24 Störmarginal

Störmarginalen vid låg nivå: $V_{NML} = V_{IL \max} - V_{OL \max}$.

Störmarginalen vid hög nivå: $V_{NMH} = V_{OH \min} - V_{IH \min}$.

Exempel ABT-kretsar:

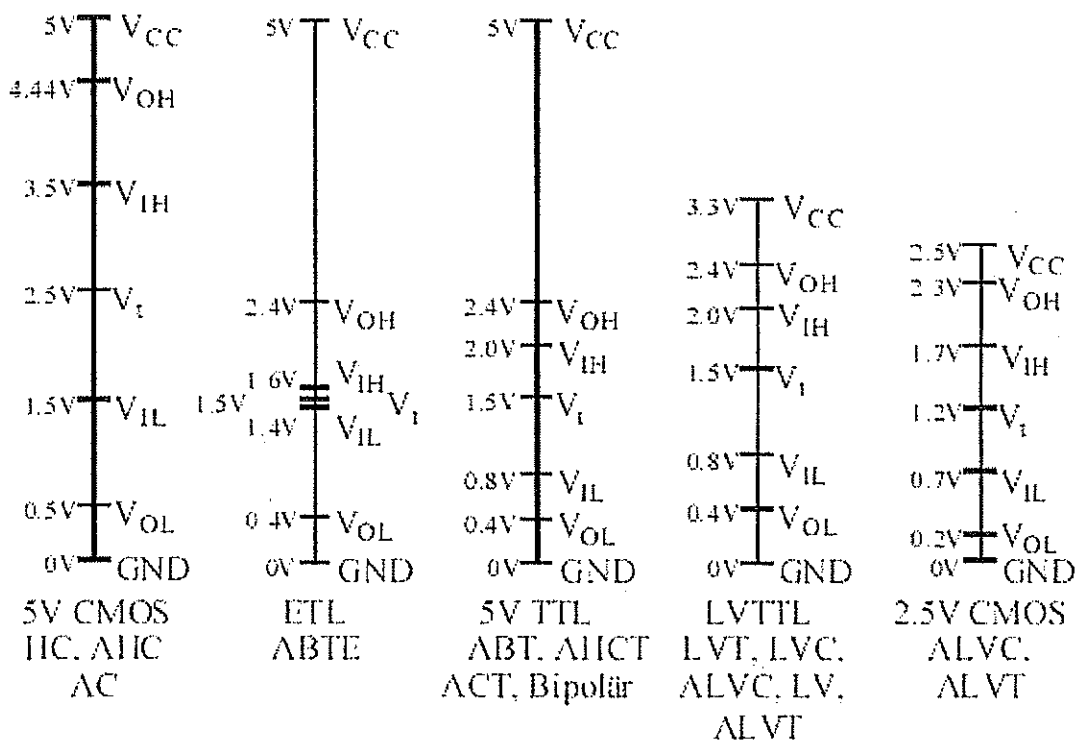
$$\begin{aligned}
 V_{IL} \text{ max} &= 0.8V \\
 V_{IH} \text{ min} &= 2.0V \\
 V_{OL} \text{ max} &= 0.4V \\
 V_{OH} \text{ min} &= 2.4V
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Vilket ger} \\
 V_{NML} &= 0.4V. \\
 V_{NMH} &= 0.4V.
 \end{aligned}$$

Figur 13-25 ABT kretsar

Störmarginalen anger hur stor störspänning som är tillåten på en signal, utan att störningen ska ge någon feltolkning av nivån. Störningar adderas så störmarginalen för yttre störningar blir mindre om det finns interna störningar i kretsen t.ex jord och spänningsstudsar. Om störningens varaktighet är kortare än stig och falltid för kretsen så krävs det en högre störspänning än vad störmarginalen ovan anger för att kretsen ska reagera på störningen.

Störmarginal hos olika kretsfamiljer.



Figur 13-26 Störmarginaler av kretsfamiljer

Olika kretsfamiljer har olika störmarginal och tröskelspänning. CMOS använder matningen som referens för tröskelspänning. För en 5V matad krets är tröskelspänningen i närheten av halva matningen dvs 2.5V.

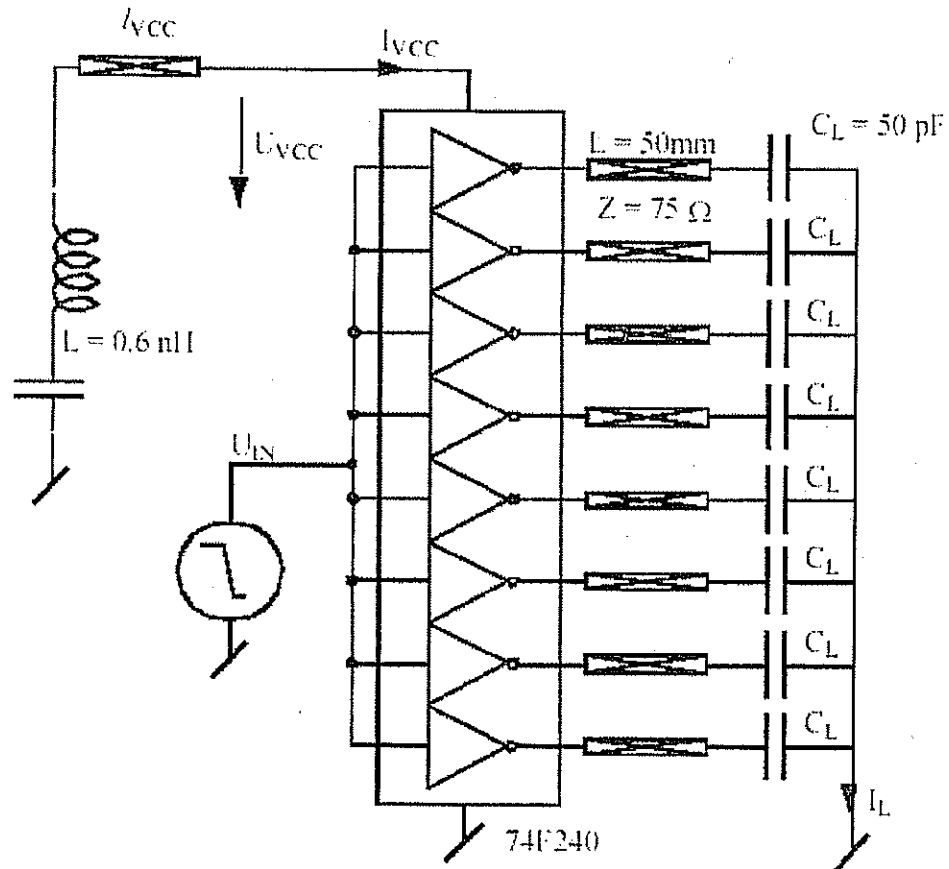
För kretsfamiljer med TTL nivåer använder en spänningsreferens som nivån för tröskelspänningen. Tröskelspänningen ligger omkring 1.5V över jord för en krets med TTL nivåer.

Att driva en CMOS krets direkt från en TTL krets ger inga störmarginaler vid hög nivå. En TTL krets garanterar att utspänningen är minst 2.4V vid hög nivå. CMOS kräver en spänning på minst 3.5V för att anse signalen som hög. Det fattas minst 1.1V från TTL drivaren för att garantera säker funktion.

Även om utspänningen från TTL drivaren når 3.5V så saknas störmarginal, den är 0V.

Det är viktigt att använda 'pull-up' motstånd för signaler med TTL som drivare och CMOS som mottagare. 'Pull-up' motståndet hjälper till att driva signalen närmare matningen. När en TTL drivaren inte orkar driva signalen högre, pga utsignalens spänning är kring drivtransistorns högsta arbetsområde, den slutar leverera ström, så hjälper ett pull-up motståndet till att lyfta signalen närmare matningen.

Inverkan av ledningslängd mellan kondensator och krets.



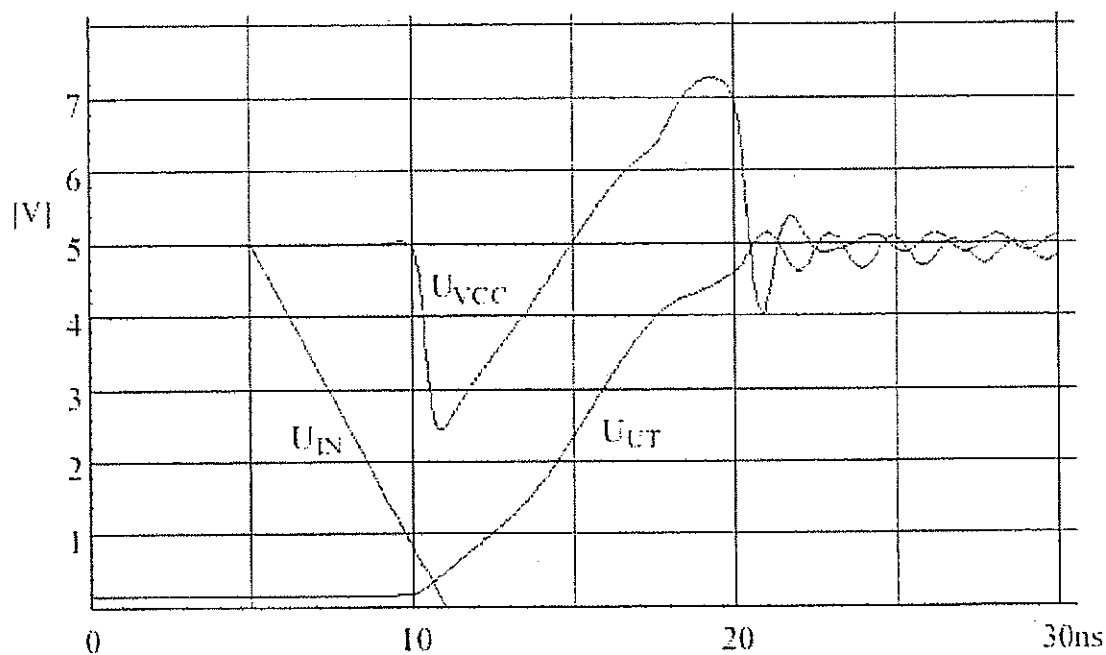
Figur 13-27 Inverkan av ledningslängden

Följande visar en simulering av hur ledarlängden (l_{VCC}) inverkar på matningen av kretsen. Ledaren finns mellan krets och kondensator. Återledaren dvs jord har vid denna simulering antagits ha en impedans av 0Ω . Kondensatorn är mycket stor och får inget spänningsfall av att lämna den ström som åtgår till att ställa om kretsen och ladda om lasten. Kondensatorn har dock en induktans på 0.6 nH vilket ungefär motsvarar en ytmonterad kondensator. Lasten utgör en ledare av 50 mm längd och en kapacitiv last på 50 pF .

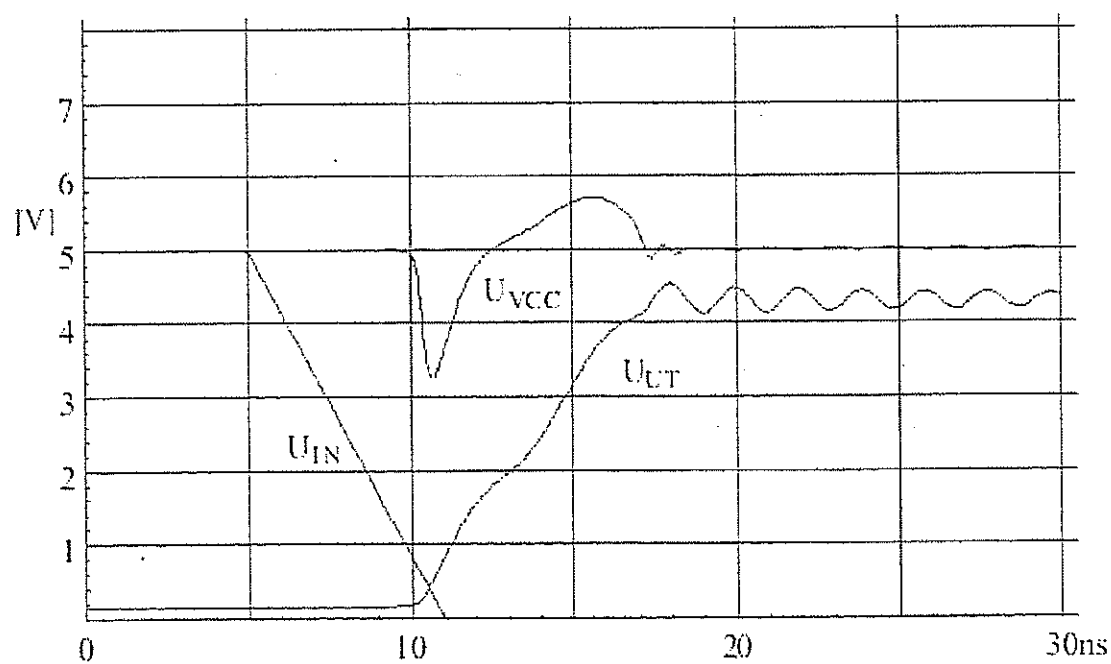
Simuleringen är gjord med ledarlängden l_{VCC} lika med 30 mm , 5 mm och 0 mm .

Som framgår av resultaten så påverkas spänningen vid kretsen kraftigt av ledarlängden till kondensatorn. Lång ledare ger kraftiga spänningsstudsar. Att ha en ledare så kort som 5 mm påverkar ändå matningen vid snabbt förändrad ström. Det är av stor vikt att korta av matningsledningarna så mycket det går fram till jord och spänningsplan om sådana finns.

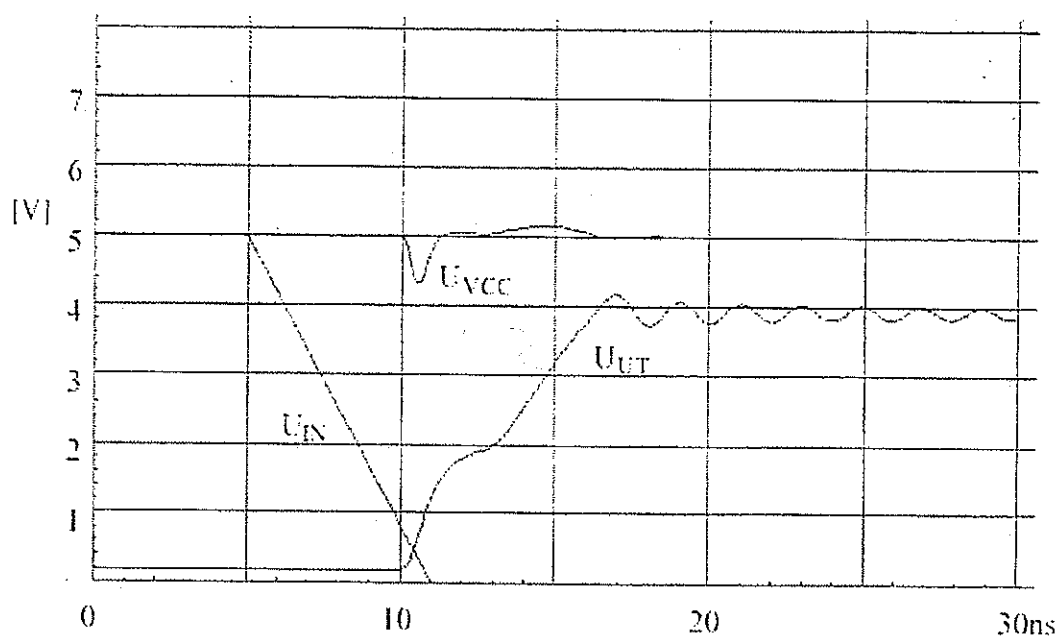
Simuleringsresultat.



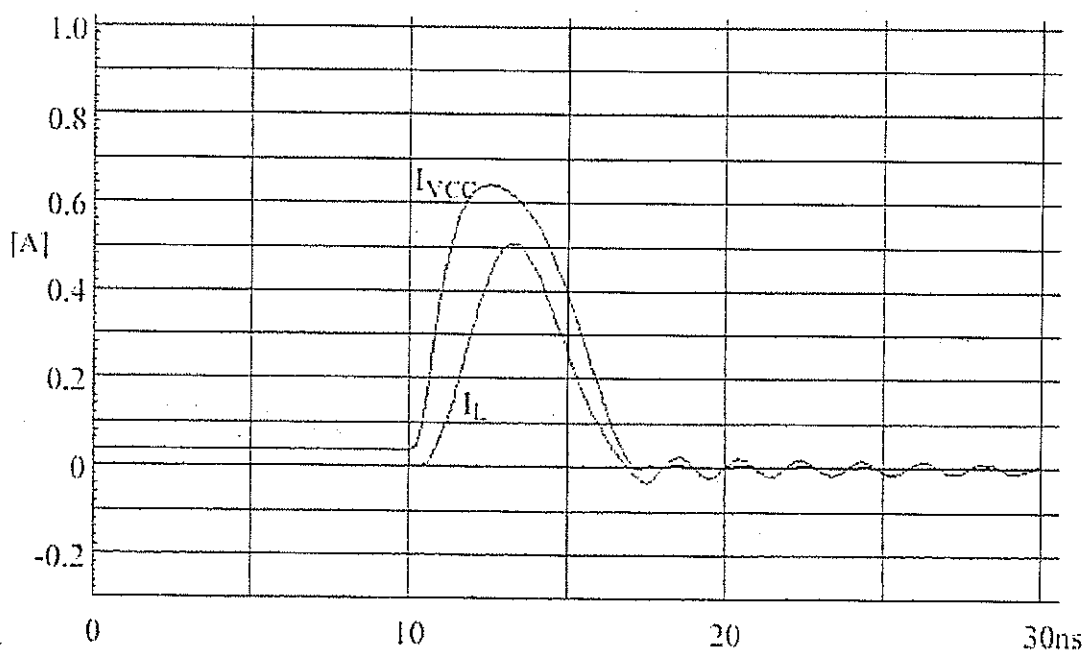
Figur 13-28 Simulering av 30 mm ledning



Figur 13-29 Simulering av 5 mm ledning

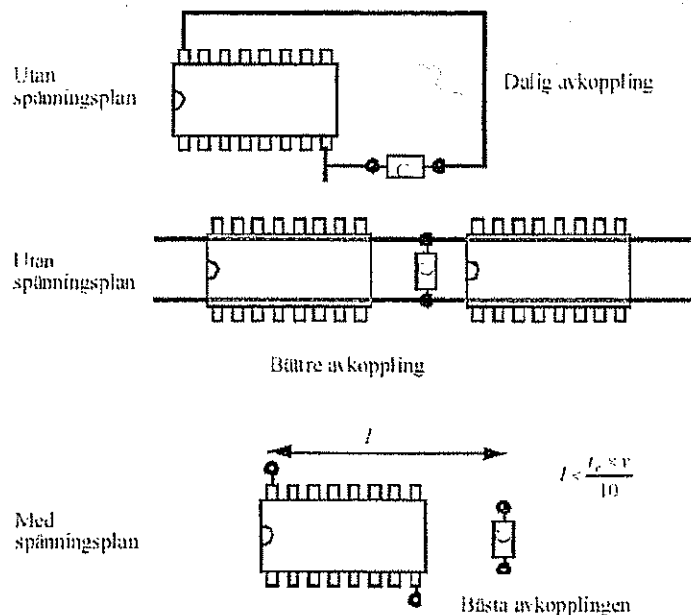


Figur 13-30 Simulering utan ledare



Figur 13-31 Ström i ledare vid 5 mm längd

Placering av kondensator för avkoppling av snabba förlopp.



Figur 13-32 Placering av kondensatorn

För att erhålla bra avkoppling vid snabba förlopp måste man välja en kondensator som klarar de strömförlopp som finns på kortet. Kondensatorn måste kunna avkoppla de strömdrivator som finns. Förutom kondensatorns egenimpedans kommer ledningarna till kondensatorn in som en begränsare av avkopplingen. Ledare till avkopplingskondensatorn har en impedans. Denna impedans minskar kondensatorns möjlighet att koppla av snabba strömandringar.

Impedansen kommer i huvudsak från induktansen ($U = L \frac{di}{dt}$).

Ledarna till avkopplingskondensatorn måste minimeras, om bra avkoppling ska erhållas. Bäst avkoppling fås om man kan ha jord- och spänningsplan i mönsterkortet. Om det finns jord- och spänningsplan i mönsterkortet så är det normalt endast ledaren från komponenten till via ('pin escape'), impedansen i vian, samt impedansen i kondensatorn som försämrar avkopplingen.

Vid stora avstånd från störkällan till avkopplingskondensatorn, kommer även utbredningshastigheten för strömmen i mönsterkortet med i kondensatorns förmåga att avkoppla. Om avståndet är stort så hinner inte strömmen från kondensatorn fram till störkällan i tid. Hur långt avståndet kan vara utan problem beror dels på hur snabbt strömmen ändras, och hur stor kapacitansen, per yta, jord och spänningsplanet har. Det är en fördel att ha avkopplingen nära kretsar. Avståndet bör inte vara längre än en tiondel av den utbredningen som strömflanken har på kortet.

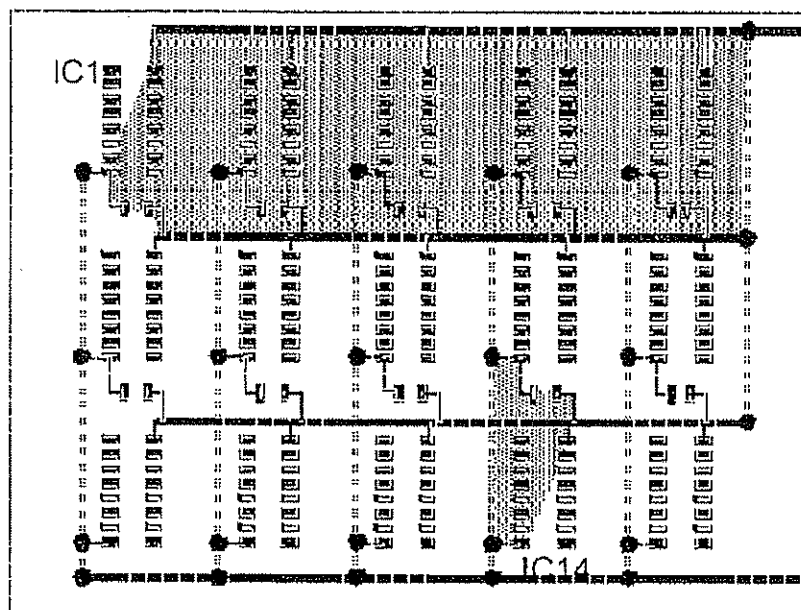
Används hålmonterade kretsar så ansluts kretsen direkt till matningsplanen i mönsterkortet och man får inga 'pin escape' som ökar induktansen. Induktansen mellan krets och benen för en hålmonterad kapsel är oftast mycket högre än motsvarande ytmonterad. Den totala induktansen hos en hålmonterad krets blir därför oftast högre än motsvarande ytmonterad inklusive 'pin escape'.

PGA kapseln har oftast lägre induktans hos matningspinnarna än motsvarande ytmonterad kapsel där pinnarna sitter runt kapselns kant t.ex. QFP. Vissa ytmonterade grid array kapslar t.ex. BGA, CGA har en lägre induktans i kapseln jämfört med motsvarande PGA. Men tar man med via escape så blir induktansen likvärdig för PGA som för de låginduktiva BGA/CGA kapslarna.

Förkortningar:

- PGA Pin grid array
- QFP Quad flat package
- BGA Ball grid array
- CGA Column grid array

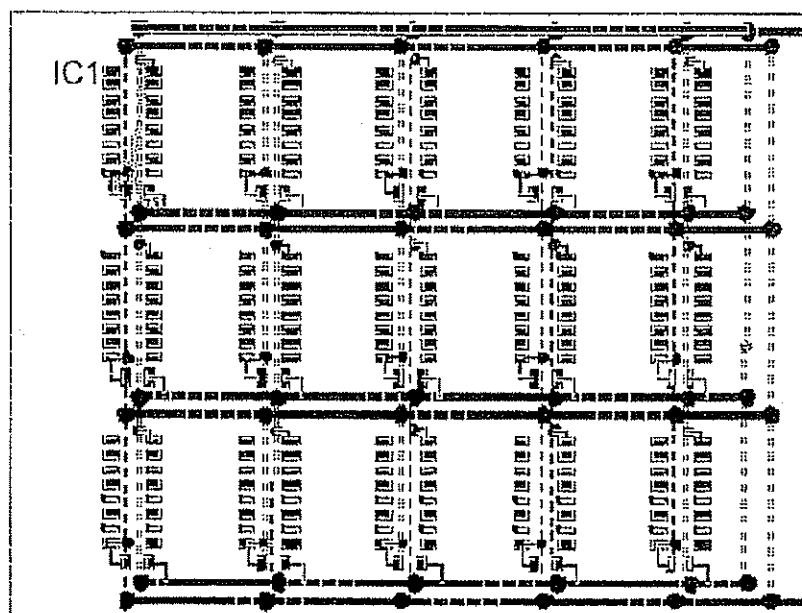
Kraftdistribution på två-lagers pcb.



Figur 13-33 Dålig kraftdistribution

Exemplet ovan visar en ibland förekommande men dålig dragning av jord- och spänningsdistribution på en mönsterplatta. Kraften är förmedlad via ett enkelt X-Y system. Vissa kretsar såsom IC1 får en mycket stor slinga för avkoppling, strömmen behöver gå runt stora delar av kortet. Slingan är markerad med grå skuggning i figuren ovan. Dessa slingor får en mycket hög induktans och blir därmed högimpediva. Avkopplingen är i stort sett obefintlig för IC1. IC14 har en mindre slinga för sin avkoppling och har därmed en lägre induktans än IC1. Det är dock fortfarande en stor slinga som begränsar avkopplingen av höga frekvenser.

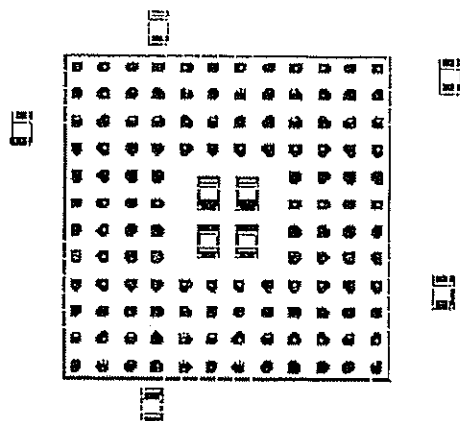
Induktansen för en ledare på ett två-lagerskort ligger kring 1 nH/mm . Att minska denna induktans genom breddning av ledaren kräver att ledaren blir mycket bred, till en bredd som är oacceptabelt i de flesta sammanhang. Det är mycket enklare att ändra dragningen av jord- och spänningsledningarna på mönsterplattan för att minimera slingornas area.



Figur 13-34 Bättre kraftdistribution

Om jord och spänning distribueras nära varandra både i X-led och i Y-led kan strömslingorna för avkoppling minimeras. Induktansen för avkoppling enligt ovan är mycket lägre än vad exemplet på sidan innan ger. Denna ledningsdragning ger en avkoppling som fungerar för någorlunda höga frekvenser. Att använda sig av kraftmatning i både X-led och Y-led ger också en bättre möjlighet för returströmmar att flyta nära signalen. Slingarean för signal och returström blir mindre. En mindre area ger mindre utstrålat elektromagnetiskt fält, och kretskortet strålar därmed mindre än om matningen sker enligt exemplet innan.

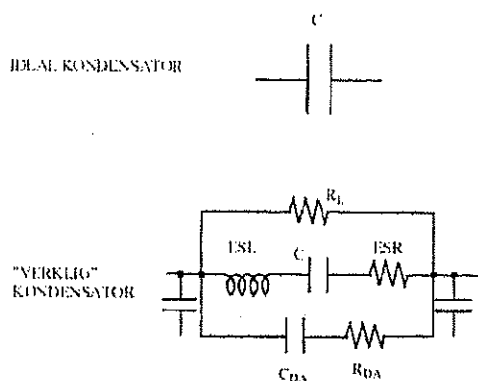
Avkoppling av array kapsel.



Figur 13-35 Avkoppling av array kapsel

Array kapslar har många förbindningar per yta. Dessa förbindningar har vior genom kortet. Viorna gör att jord och spänningsplan perforeras. Impedansen i perforerade plan är högre än för hela plan. Om perforeringen är över en stor yta och tät ökar impedansen mycket. Matningspinnar i centrum av en array har därmed en högre impedans ut till matningsplanen än vad pinnar kring periferin har. Att sätta kondensatorer i centrum en array kapsel hjälper till med matningen till centrumpinnarna. Hela kretsen får en lägre impedans till matningen med dessa kondensatorer. Kondensatorerna tar hand om de snabba lastförändringarna och jämnar ut förloppen så att endast de långsamma laständringarna behöver passera det perforerade området under kretsen. Det behövs även kondensatorer utanför kretsen för att avkoppla periferimatningen.

Kondensator.



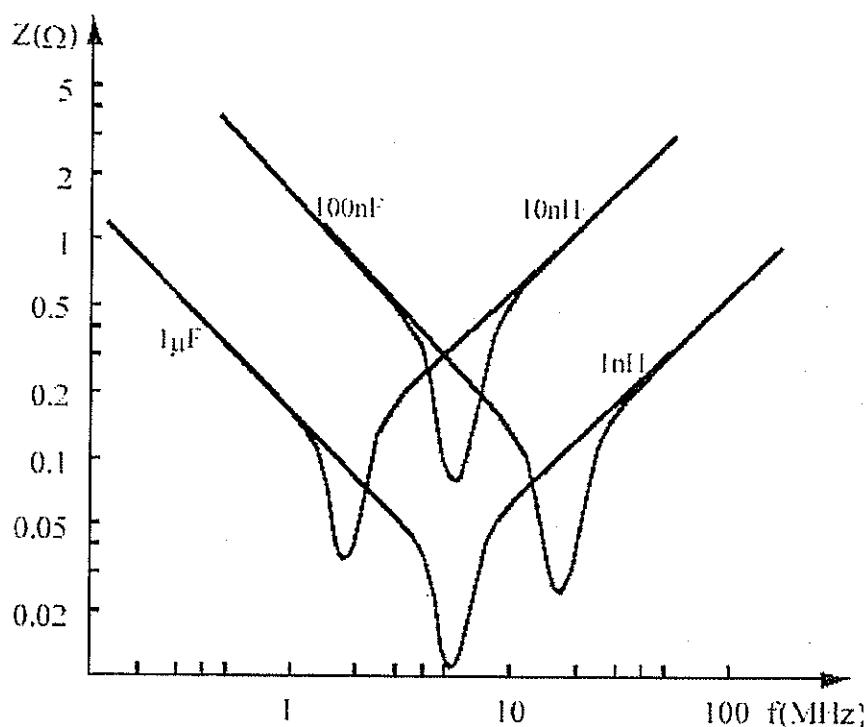
Figur 13-36 Kondensator

En kondensator består förutom av kondensatorelementet C av flera parasitelement. I bilden ovan visas några parasitelement som läckresistansen R_L , serieinduktansen ESL och serieresistansen ESR . Dessutom finns element för dielektrisk absorption C_{DA} och R_{DA} .

Hos en kondensator som används som avkopplingskondensator är det serieinduktansen ESL och serieresistansen ESR som mest påverkar kondensatorns förmåga att avkoppla störningar. Höga värden på serieresistansen ESR eller serieinduktansen ESL ger ett spänningsfall över kondensatorn när kondensatorn ska ta hand om en föränderlig ström. För snabba störningar t.ex. störningar från logik är det oftast ESL som är det dominerande paraselementet i kondensatorn. För mer långsamma förlopp med stora strömmar t.ex. vid utjämnandet av strömmen från ett kraftaggregat, är det oftast ESR som bidrar mest som paraselement.

Läckresistansen och elementen för dielektrisk absorption påverkar inte avkoppling av störningar. Dessa element kommer in när en kondensator används som laddningsminne t.ex. i 'sample and hold' kondensatorn till en A/D-omvandlare.

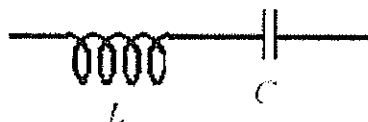
Impedans hos olika kondensatorer som funktion av frekvensen.



Figur 13-37 Impedans av kondensatorer

Impedansen hos en avkoppling beror i huvudsak på kapacitansen och induktansen. Dessa bildar en serieresonanskrets med hög impedans för både låga och höga frekvenser. Resonansfrekvensen f_0 är

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}}$$



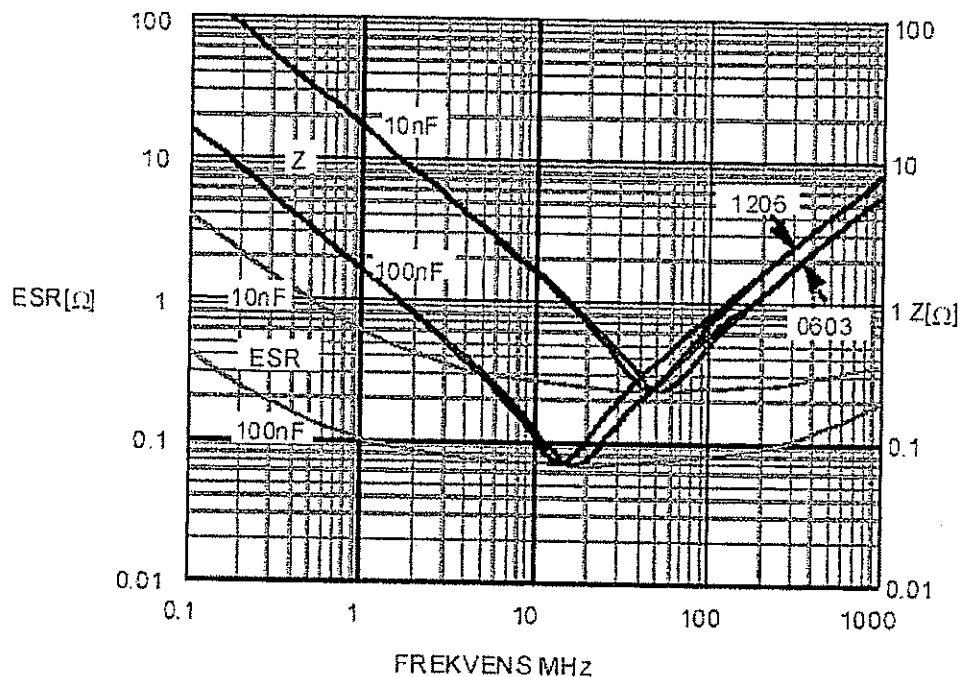
Figur 13-38 Modell av kondensator

Där L är summan av ledarens induktans och kondensatorns serieinduktans.

För att en avkoppling ska fungera även vid höga frekvenser krävs det en låg induktans. Att få en låg induktans krävs korta ledare mellan kondensatorn och lasten samt att kondensator har låg egeninduktans.

Jord och spänningsplan har en mycket låg induktans. På kretskort med jord och spänningsplan är det i huvudsak ledarna mellan kondensator och via, pin-escape, samt vior som ger induktansen. Induktansen hos en ytmonterad kondensator är ofta liten jämfört med ledningar och vior. En kondensator har en induktans på mindre än 0.1 nH för 'array' kondensator och över 20 nH för en större hålmonterad kondensator. Med pin-escape och vior för en ytmonterad kondensator ökar normalt induktansen till 1 till 2 nH.

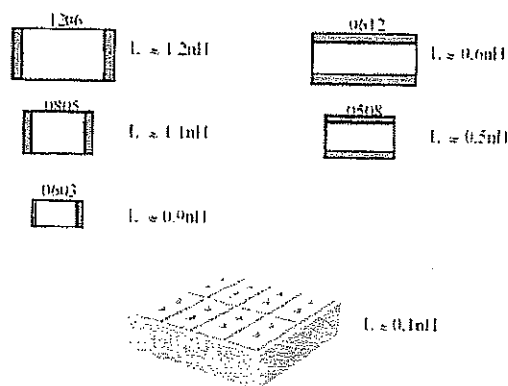
Impedans hos ytmonterad kondensator.



Figur 13-39 Impedans hos ytmonterad kondensator

Ovan visas impedansen för keramisk kondensator i två olika typer av kapsel, 1206 och 0603. Induktansen är något högre för 1206 kapsel. 1206 kapseln får därmed en något högre impedans för frekvenser över resonansfrekvensen, de frekvenser där induktansen dominerar impedansen. ESR är lägre för en kondensator med en högre kapacitans än en kondensator med lägre kapacitans. En kondensators kapacitans byggs upp av tunna parallellkopplade skikt, många skikt ger en högre kapacitans än en kondensator med få skikt. Varje skikt har en resistans och att parallellkoppla dessa resistanser sänker den totala resistansen hos kondensatorn.

Induktans hos olika kapslingar.

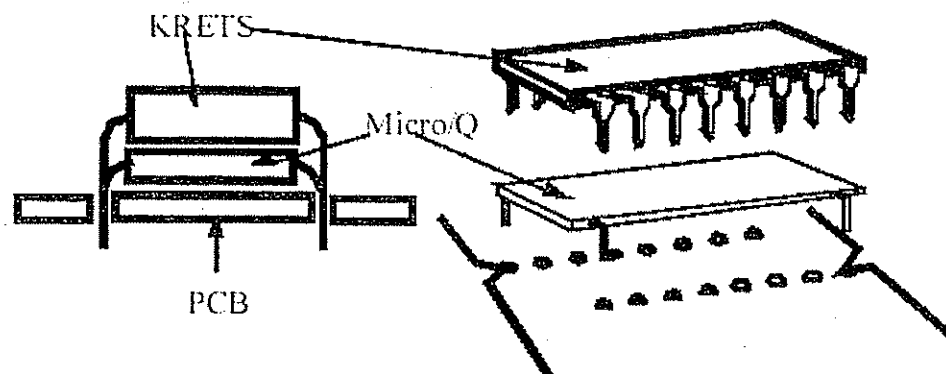


Figur 13-40 Impedans hos olika kapslingar

En större kapsel har en högre induktans än en mindre kapsel. Att flytta kontaktingen för kondensatorn till långsidorna minskar induktansen till cirka hälften jämfört med att ha kontaktingen på kortsidorna. Industristandard är att ha kontakting på kortsidorna som ur avkopplingssynpunkt är en sämre lösning jämfört med att ha kontaktingen på långsidorna. AVX erbjuder kondensatorer med kontakting längs långsidorna.

LICA är en 'array' kondensator med mycket låg induktans, ca 0,1 nH. LICA står för Low Inductance Chip Arrays och tillverkas av AVX. Dess låga induktans erhålles bl.a. av att strömmarna in och ut i kondensatorn ligger nära varandra och den ömsesidiga induktansen blir därmed hög och sänker den totala induktansen.

Avkoppling med micro/q kondensator.

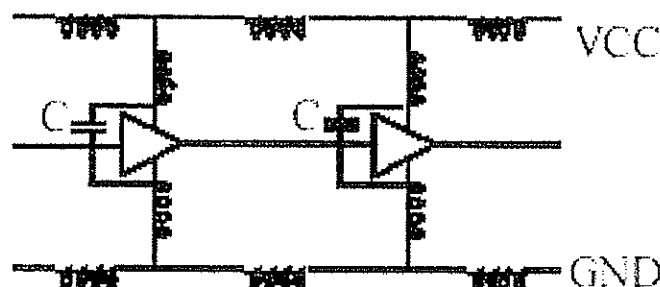


Figur 13-41 Avkoppling med micro/Q kondensator

Micro/Q tillverkas av Rogers Corporation.

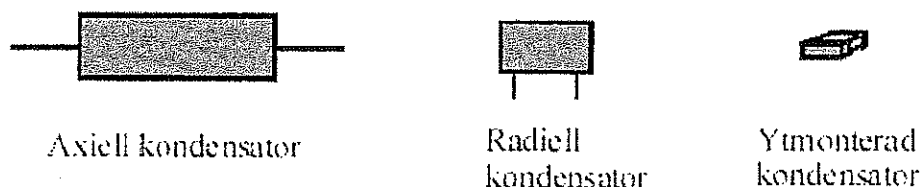
Kondensatorn Micro/Q sätts under kretsen och får därmed kort ledning mellan krets och kondensator. Denna kondensator har störst effekt för kretsar på mönsterkort utan jord- och spänningsplan. Induktansen som finns i ledaren mellan kondensatorn och krets elimineras därmed nästan helt. Denna kondensator gör nytta om man saknar jord- och spänningsplan samt har en dålig layout med långa ledningar mellan kretsen och avkopplingskondensatorer. Har kretskortet jord- och spänningsplan hjälper denna typ av kondensatorer inte nämnvärt till att minska störningar. Vanliga ytmonte-rade kondensatorer har lika låg eller lägre induktans än Micro/Q.

Saknas en bra kraftdistribution på kortet hjälper en Micro/Q kondensator till att hålla spänningen stabil vid den krets som kondensatorn sitter monterad vid. Den hjälper inte till att ta bort spänningsfall i jordledning mellan kretsar (ground shift). Spänningsfall över gemensamma impedanser. Mot spänningsfall i jorden hjälper endast bra layout och lågimpediv jord t.ex. jordplan.



Figur 13-42 Ekvivalentschema för avkoppling med micro/q

Olika typer av kondensatorer.



Figur 13-43 Typer av kondensatorer

Förlustfaktorn ($\tan \delta$) definieras som vinkeln mellan kondensatorns resistans och reaktans. Förlustfaktorn anger förluster i kondensatorn som förutom serieresistansen innefattar de dielektriska förlusterna, läckförlusterna etc. ESR är temperatur och frekvensberoende.

$$\tan \delta \approx \frac{ESR}{X_C} = ESR \times \omega C$$

där $\omega = 2\pi f$.

Kondensatorer finns i flera olika dielektrikummaterial såsom plastfilm, papper, keramik, glimmer, aluminiumoxid eller tantaloxid. Beroende på dielektrikum och uppbyggnaden av kondensatorn får de olika typerna skilda egenskaper. Kondensatorer med aluminiumoxid eller tantaloxid kallas elektrolytkondensatorer.

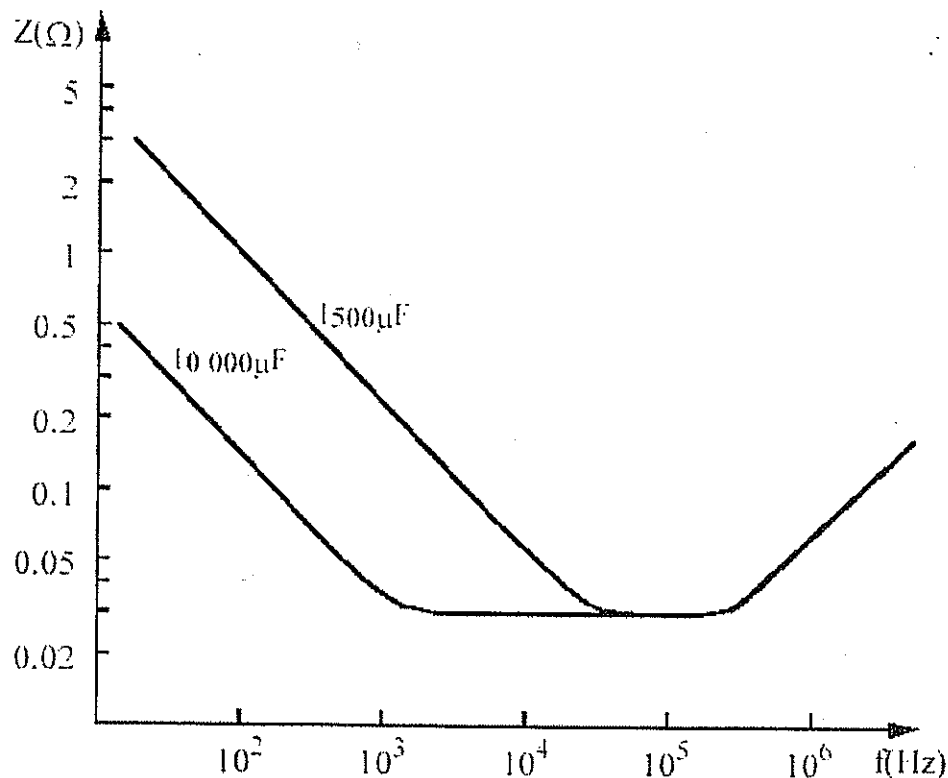
Plastfilmkondensatorn har en plastfilm som dielektrikum och metallfolie eller metalisering som elektroder. Metalisering åstadkoms med att ett tunt påångat skikt av metall som bl a har den fördelen att vid överslag förångas metallbelägg runt överslagsstället och en eventuell kortslutning förhindras. Plastkondensatorn har små förluster, mycket låg läckström. Kondensatorn är icke polariserad dvs den är inte okänslig för inkoppling av polaritet över kondensatorn. Kondensatorn används som kopplings- och avkopplingskondensatorer i analoga och digitala konstruktioner, i tidskretsar och i filter.

Papperkondensatorer har i de flesta sammanhang ersatts av plastfilmkondensatorer. Papperskondensatorn är både större och dyrare än plastfilmskondensatorn. Fördelarna med papperskondensatorn är pulståligheten och den låga kolhalten (ca 3% mot 40-70% i plast) som ger goda självläkande egenskaper och liten brandrisk. De används idag nästan uteslutande som avstörningskondensatorer (X- och Y-kondensatorer), då papperets fördelar gentemot plast kan utnyttjas.

Keramiska kondensatorer har en hög kapacitans per volym, denna egenskap ger små kompakta kondensatorer med hög kapacitans. Keramiska kondensatorer har bra högfrekvensegenskaper då den har denna kompakta dimension. Detta gör dem lämpliga som avkopplingskondensatorer. Tre typer av keramiska kondensatorer är mest vanliga, de benämns COG, X7R och Z5U. COG har låg spridning och är stabila vid temperaturvariationer. De har begränsningar i maximala kapacitansen och når inte upp till den kapacitans som X7R och Z5U kan ge. X7R är en mellan kondensator, den har en större spridning än vad COG har och en lägre kapacitans än vad Z5U har. X7R är en mycket vanlig avkopplingskondensator. X7R har den största spridningen och sämsta stabiliteten av de tre kondensatorerna men den kan fås med den högsta kapacitansen av de tre kondensatorerna.

Glimmer kondensatorer har goda högfrekvens och stabilitetsegenskaper. De är dock förhållandevis dyra och stora. De används ofta i HF-applikationer där låga förluster behövs och glimmers goda HF-egenskaper och stabilitet utnyttjas.

Elektrolytkondensator.



Impedans hos elektrolytkondensator som funktion av frekvensen.

Figur 13-44 Impedans av elektrolytkondensator

Elektrolytkondensatorer används i huvudsak som avkopplingskondensator för kraft eller när det krävs en kondensator med hög kapacitans. Kondensatorn är unipolär vilket innebär att den ena polen måste ha en högre potential än den andra polen. Ansluter man elektrolytkondensatorn fel kan oxidskiktet skadas vilket sker under värme- och gasutveckling. Är strömmen i fel riktning tillräckligt stor kan den explodera.

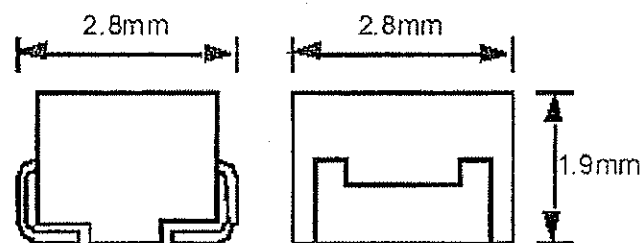
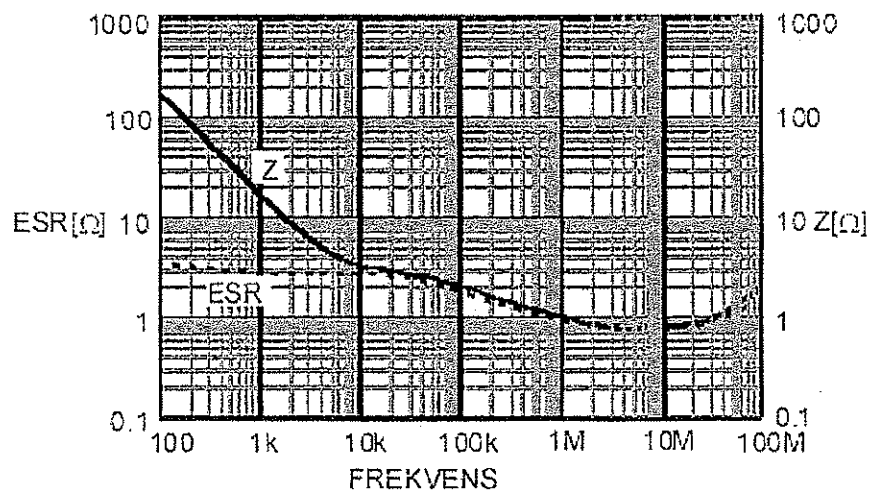
Elektrolytkondensatorn har högre läckströmmar än andra typer. Läckströmmen är specificerad vid märkspänningen. Lägre spänning ger lägre läckström. Vid halva spänningen är läckströmmen bara 20% av den specificerade. En elektrolytkondensator har en hög serieresistans, detta gör att impedansen är konstant under ett stort frekvensområde. Kondensatorn har därmed ett lågt Q värde. Induktansen för en hålmonterad elektrolyt är normalt omkring 10 nH vilket är högre än för t.ex. en keramisk kondensator.

Elektrolytkondensatorn finns i tre huvudgrupper, våt aluminiumelektrolyt, torr aluminiumelektrolyt och tantalelektrolyt. Våt elektrolyt har en vätska som elektrolyt med porösa elektroder. ESR är hos en våt elektrolytkondensator relativt hög, beroende på den höga resistiviteten i elektrolytvätskan. Kondensatorn har ett mycket högt temperaturberoende speciellt vid låga temperaturer. Vid låg temperatur kan ESR vara 20 ggr högre än vid rumstemperatur.

Torra aluminiumelektrolyter använder idag manganoxid eller en organisk halvledare som elektrolyt. Kondensatorer med manganoxid har en glasfiberväv som bärare av elektrolyten. Väven beläggs med manganoxid, som sedan placeras mellan elektroderna. Denna typ av kondensator har en lång livslängd och inte lika temperaturberoende som andra elektrolyter. Kondensatorer med organisk halvledare som elektrolyt har ett lågt ESR, jämförbar med t.ex. keramiska kondensatorer. Denna typ av kondensatorer är lämpliga som t.ex. filterkondensatorer i switchande aggregat mm. En överspänning kan dock ge kortslutning om strömmen vid överspänning är högre än 1A.

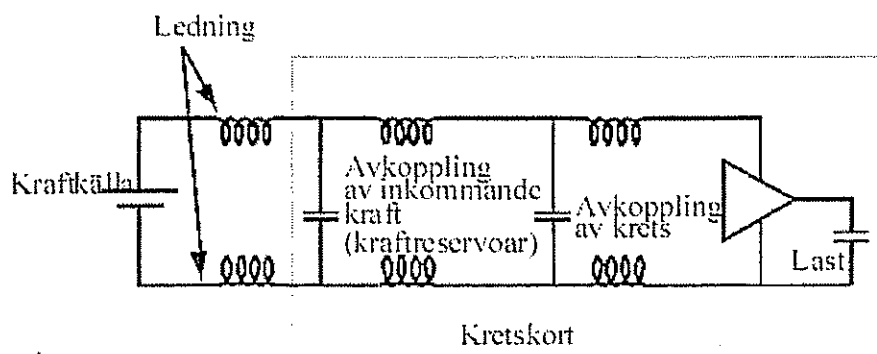
Tantalkondensatorer har tantaloxid som dielektrikum, vilken har utmärkta elektriska egenskaper. En tantalkondensator har lågt ESR och bra temperaturstabilitet. Den är mindre än aluminiumelektrolyter med motsvarande värde. Tantalkondensatorn har en dålig tålighet mot rippelströmmar och lämpar sig därmed dåligt som glättningskondensator i för kraftmatning. En nackdelen med tantalkondensatorn är tendensen att gå i kortslutning vid överspänning eller övertemperatur.

Nedan visas impedansen och ESR för en ytmonterad tantalkondensator på 10 μ F.



Figur 13-45 Impedansen av ytmonterad tantal-kondensator

Avkoppling av kretsar och kretskort.



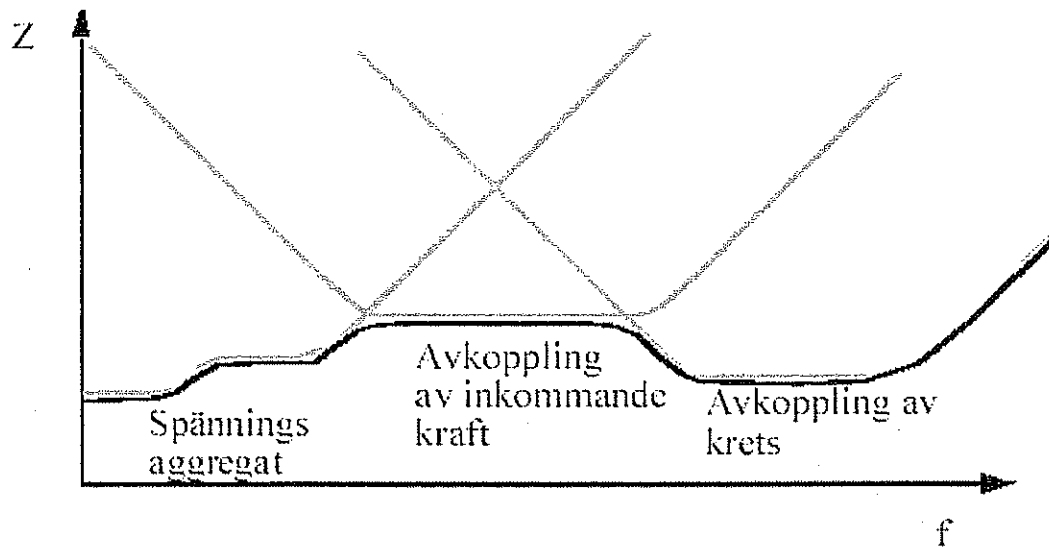
Figur 13-46 Avkoppling av kretsar och kretskort

När snabba strömvariationer ska gå genom matningsledare, får man spänningsfall över dessa ledare p.g.a induktansen och resistansen. Om matningen är lågresistiv så blir ledarens induktans den dominerande matningsimpedansen för höga frekvenser. Det spänningsfall som blir i ledarna är högfrekvent och kan vara så stor att den förorsakar funktionsstörningar.

Att jämna ut dessa snabba variationer av strömmen genom matningsledningarna är i många fall nödvändig om elektroniken ska arbeta störningsfritt. En kondensator vid förbrukaren fungerar här som en lågimpediv källa för de snabba strömvariationerna. Dessa strömmar jämnas ut och därmed minskas störspänningen. Hur effektiv avkopplingen är beror i huvudsak på kapacitansens storlek, och impedansen mellan lasten och avkopplingen, (för det mesta dominerar induktansen).

Avkoppling av den inkommande kraften är mer en reservoar för de mer långsamma kraftvariationerna. Ju närmare storkällan en kondensator är placerad, desto nödvändigare är det att kondensatorn kan hantera de snabba förloppen. Har kortet inte jord och spänningsplan så är det starkt rekommenderat att alltid ha en elektrolytkondensator nära det ställe där kraften kommer in till kortet. Har kortet jord och spänningsplan, är det inte lika nödvändigt att sätta kondensatorn nära kraftintaget, men en god regel är att ändå sätta elektrolytkondensatorn nära kraftintaget.

Impedansen i kraftmatning.



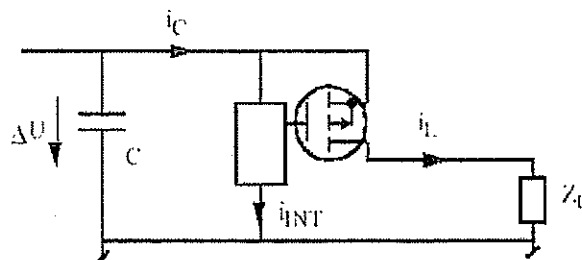
Figur 13-47 Impedans av kraftmatning

Impedansen hos spänningskällan och avkoppling varierar med frekvensen. Ett kraftaggregat har en låg impedans för låga frekvenser. Vid en frekvens av några KHz så hinner inte regleringen med hos aggregatet och dess impedans ökar. Här kommer kondensatorer i aggregatet in och sänker dess utimpedans när regleringen slutar att fungera. Vidare har distributionen av kraften betydelse för impedansen. Är ledaren mellan aggregatet och förbrukaren lång så blir ledarens induktans stor och därmed impedansen hög för höga frekvenser.

Inkommande kraften till ett kretskort är ofta filtrerad med en elektrolyt- eller tantalkondensator. Sådana kondensatorer klarar frekvenser upp till några hundra kHz. De kondensatorer som ska jämna ut den inkommande kraften måste i många fall klara stora strömmar, här är ESR (ekvivalenta serie resistansen) av stor betydelse och måste beaktas vid val av kondensator.

De kondensatorer som ska filtrera de snabba störningarna behöver ha en låg impedans vid höga frekvenser som t.ex ytmonterade keramiska kondensatorer. Dessa kondensatorer ska i huvudsak endast ta hand om de snabba förloppen och har därmed lägre strömstyrkor. ESR hos dessa kondensatorer har därmed mindre betydelse än de kondensatorer som filtrerar den inkommande spänningen. Det som påverkar impedansen mest för dessa kondensatorer är kapacitansen och induktansen.

Beräkning av avkopplingskondensator utifrån last.



Figur 13-48 Beräkning av avkoppling

i_C = Medel strömmen för omladdning av lasten. Denna ström är summan av strömmen för omladdning av lasten (i_L) samt strömmen som åtgår att ställa om kretsen till det nya tillståndet (i_{INT}), vanligen kallad tvärströmmen.

$$i_C = i_L + i_{INT}$$

Om lasten endast består av en ledare blir i_L = spänningsändringen hos ledaren dividerad med Z_L .

Δt = Tiden för omladdning av lasten. Om lasten är en ledare kan Δt approximeras med $2T$ där T är transmissions-tiden för ledaren.

Storleken på avkopplingskondensatorn måste vara så pass stor att den kan upprätthålla spänningen till dess spänningskällan hinner anpassa sig till den nya förbrukningen.

Tiden som en kondensator ska lämna ström beror på hur snabbt kraftförsörjningen fram till kondensatorn kan ske. För avkoppling av logikkretsar är det i huvudsak tiden och strömmen för att omladda en ledare eller last som dimensionerar storleken av kondensatorn. Δt är här stig/falltid eller tiden för omladdning av lasten, vilken av dessa som är längst. För kraftkondensator är det istället förändringen i effektförbrukningen och svarstiden för kraftaggregatet som bestämmer storleken på denna kondensator.

För att klara strömmen i_C under tiden Δt med en maximal spänningsändring av ΔU måste kondensatorn uppfylla

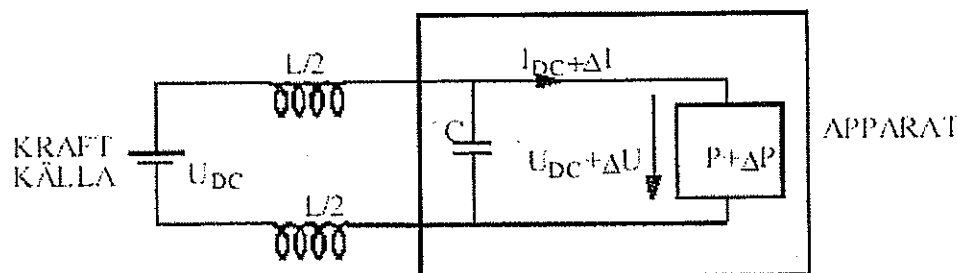
$$C \geq \frac{i_C \times \Delta t}{\Delta U}$$

ΔU = Tillåtet spänningsfall över kondensatorn.

Δt = Tiden som kondensatorn måste ta hand om strömändringen.

i_C = Medelvärde av strömmen till lasten under Δt .

Matning av apparat genom långa kablar.



Figur 13-49 Matning genom långa kablar

Vid spänningsmatning av en apparat genom långa ledare så kommer ledarnas induktans in och begränsar snabba strömförändringar. För att klara snabba effektförändringar så behövs avkoppling i apparaten. De förlopp som denna avkoppling ska klara är de lite långsammare störningarna, de som inte tas av avstörningskondensatorer till kretskortet.

En enkel uppskattning av kapacitansbehovet kan räknas fram enligt nedan.

Induktansen i ledningen tillsammans med avkopplingskapacitansen bildar en parallellresonanskrets. Om ett strömsteg matar en parallellresonanskrets så blir spänningsamplituden över kretsen lika med

$$U = i_r \times \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Vid ett strömsprång till en parallellresonanskrets börjar spänningen över kretsen oscillera. Amplituden på spänningen är

$$\Delta U = \Delta I \times \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Vid en ledningsinduktans av L , och med maximal tillåten spänningsändring av ΔU , vid en strömändring av ΔI så ska kapacitansen i apparaten vara minst

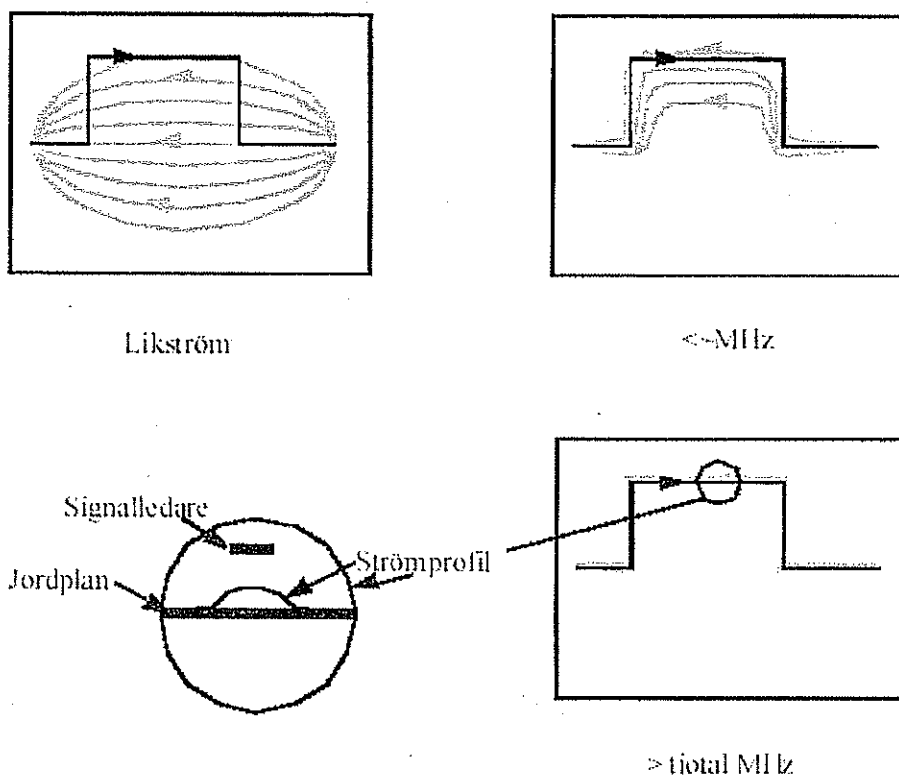
$$C \geq \frac{L}{\left(\frac{\Delta U}{\Delta I}\right)^2}$$

Denna krets bildar en resonanskrets med resonansfrekvensen $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. Störningar vid denna resonansfrekvens är dåligt dämpad. Finns det störningar med frekvenser nära resonansfrekvensen så kan dessa vålla problem. Q-värdet för denna parallellresonanskrets kan approximeras till $Q \approx \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$ där resistansen R är apparatens ekvivalenta lik-

strömsresistans U_{DC}/I_{DC} .

Vid ökning av kapacitansen så sjunker resonansfrekvensen medan resonanskretsens Q-värde ökar.

Returströmmar.



Figur 13-50 Returströmmar

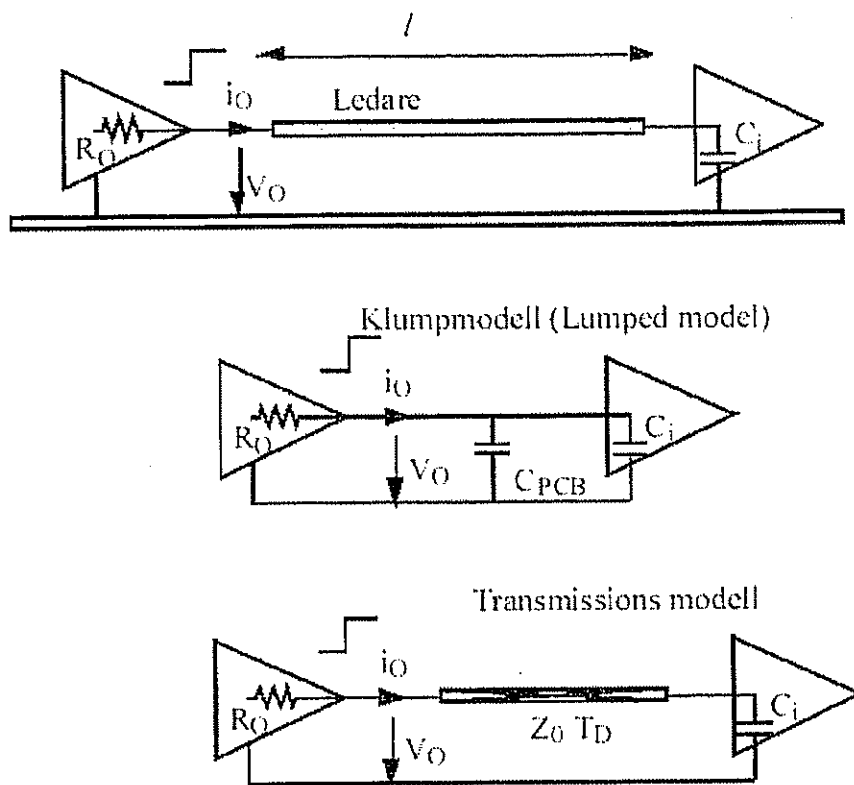
Returströmmar flyter i ett plan på ett sätt som ger den lägsta spänningsfallet för returströmmen. Vid likström sprider sig returströmmen ut över planet, strömmen söker sig fram den kortaste vägen, för minimering av spänningsfallet. Strömmen sprider sig i banor från den kortaste vägen, resistansen ökar medan strömmen minskar för en sådan strömbana, spänningen för olika strömbanor är konstant.

När frekvensen ökar så kommer induktansen in. Kan returströmmen flyta nära signalledaren så minskar induktansen. Induktansen börjar här bli en större impedans än vad resistansen utgör. Strömmen börjar krypa närmare signalledaren och strömmens huvudflöde flyter inte den kortaste vägen.

Vid mycket höga frekvenser krävs att returströmmen kan flyta mycket nära signalen. Induktansen är här den helt dominerade impedansen. Ökar avståndet mellan signal och returström något, så ger den ökande induktansen en stor ökning i impedans. Slitsar och öppningar i jordplanet hindrar returströmmens väg nära signalledaren. Över slitsar och öppningar bildas spänningsfall i planen från induktansen. Spänningsfall i planen ger överhörning till andra ledare som passerar slitsen eller öppningen.

Störningar vid transmission av signaler.

Olika modeller för transmission.



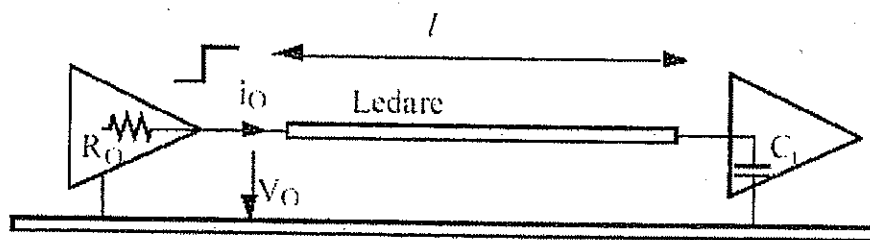
Figur 13-51 Modeller av transmission

Om ledarens elektriska längd är kort i förhållande till signalens stig- och falltid kan man modellera ledaren som en klumpmodell (lumped model) dvs den distribuerade induktansen och kapacitansen kan klumpas samman till några få induktanser och en kapacitanser. En klumpmodell tar inte hänsyn till transmissionstider, reflektioner mm då den distribuerade induktansen och kapacitansen saknas. Klumpmodellen är dock enklare att använda vid beräkningar. Transmissionsmodellen tar hänsyn till transmissionstiden, reflektion mm och ger en mer verkligheten närmare överensstämmelse av signalen speciellt när ledarens elektriska längd är lång i förhållande till stig- och falltiden hos signalen. Transmissionsmodellen kräver mer beräkningar och om modellen är komplicerad måste man ta simuleringsprogram till hjälp. Hur bra simuleringen överensstämmer med verkligheten beror till stor del hur pass bra man lyckas modellera drivare, laster, transmissionsledare mm med avseende på impedanser, stig/falltid etc. Små variationer i modellerna ger i många fall stora variationer på signalens utseende. Vid simulering rekommenderas att alltid granska simuleringsresultatet med avseende på överensstämmelse med verkligheten. Att göra vissa enklare handräkningar, att simulera fall som kan bekräftas genom mätningar etc.

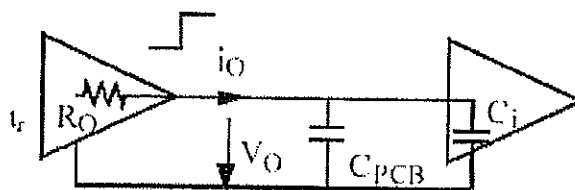
Som tumregel när klumpmodell kan användas är när ledarlängden $l < \frac{t_r \times v}{10}$ där t_r är stig eller falltiden för signalen

och v är signalens utbredningshastighet. Alltså ledaren är kortare än 1/10 av flankens utbredning i ledaren. Transmissionsmodellen kan alltid användas.

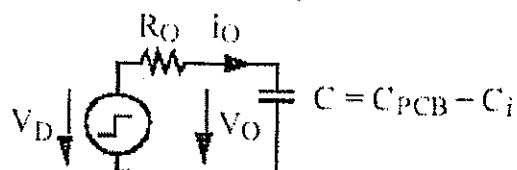
Klumpmodell med kapacitivt element.



Klump modell.



Ekvivalent schema av klumpmodellen



Figur 13-52 Klumpmodell

Med kapacitiv klumpmodellen får man en RC länk som laddas upp eller ur. Tiden att ladda om denna länk bestäms av tidskonstanten ($R \times C$).

Kapacitansen C_{PCB} är kapacitansen hos ledaren dvs $C_{PCB} = l \times C_0$ där C_0 är ledarens kapacitans per meter, och l är ledarens längd.

Om stigtiden för drivaren är snabbare än den yttre RC länken, så blir det RC länken som bestämmer strömmens och spänningens utseende i tiden.

Spänningen V_O får då exponentiell form med tidskonstanten $R \times C$.

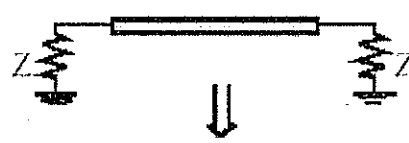
$$V_o = V_D \left(1 - e^{-\frac{t}{R_O C}} \right)$$

Strömmen från drivaren i_O bestäms av R_O och V_D har följande form

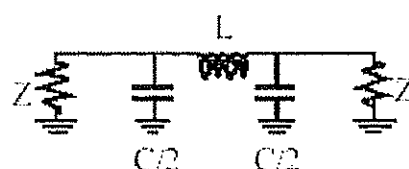
$$i_O = \frac{V_D}{R_O} e^{-\frac{t}{R_O C}}$$

L eller C i klumpmodell.

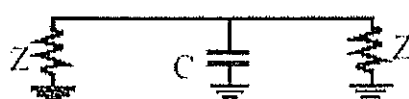
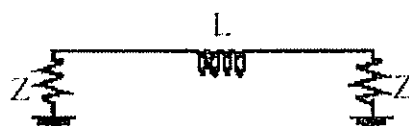
Ledning



Klumpmodell

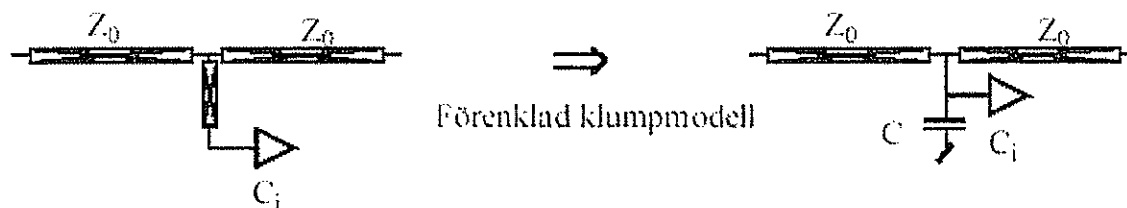


Ytterligare förenkling

 $Z > \omega L$  $Z < \omega L$ 

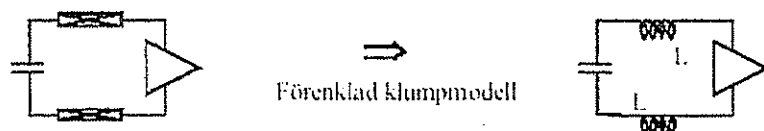
Figur 13-53 L eller C i klumpmodell

En klumpmodell kan förenklas utifrån omgivningen. Om omgivningen är högimpediv påverkas signalen endast lite av induktansen. Strömmen är liten genom induktansen och spänningsfallet över induktansen är låg. Kapacitansen däremot påverkar signalen. Impedansen hos kondensatorn är låg jämfört med Z , kondensatorn blir den dominerande komponenten. Som exempel på fall där en ledning kan betraktas som en kapacitans är en ingång till en krets med så kallad stubbe, en kort ledare mellan själva transmissionsledaren och kretsen.



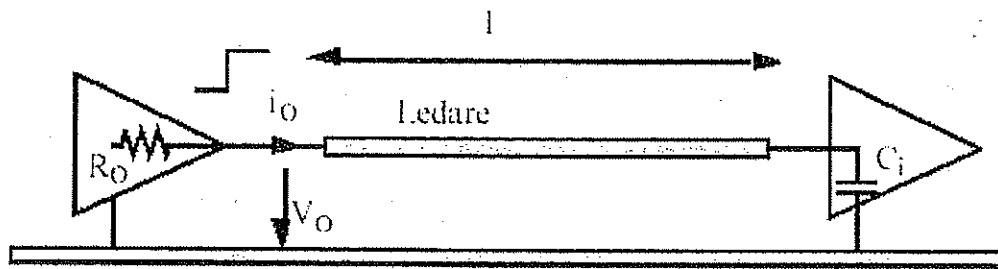
Figur 13-54 Förenkling av klumpmodell

Är omgivningen lågimpediv kan modellen förenklas till en induktans. Induktansen får ett spänningsfall över sig som inte är försumbar. Kondensatorn däremot är högimpediv jämfört med omgivningen Z , kondensatorn påverkar signalen endast lite. Exempel på fall där en ledare kan betraktas som en induktans är kraftmatningen till en krets.

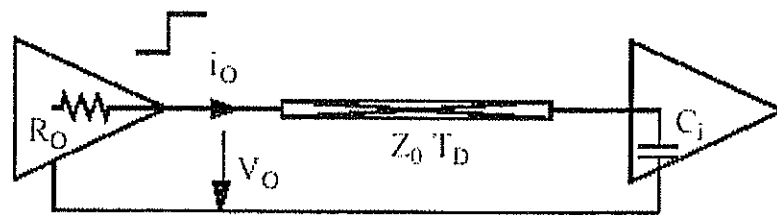


Figur 13-55 Vidare förenkling av klumpmodell

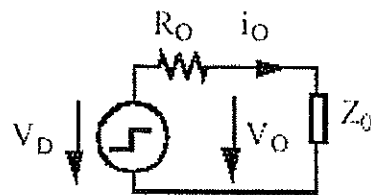
Transmissionsmodell.



Transmissions modell



Förenklad ekvivalent schema av transmissionsmodell sedd från drivaren



Den förenklade modellen är giltig under begränsade förhållanden, se nedan.

Figur 13-56 Transmissionsmodell

Hos transmissionsmodellen bestäms spänningar utefter ledningen av stig/falltid, utimpedansen R_O , tomgångsspänningen V_D , transmissionsledningens impedans Z_0 , laster samt eventuella reflektioner.

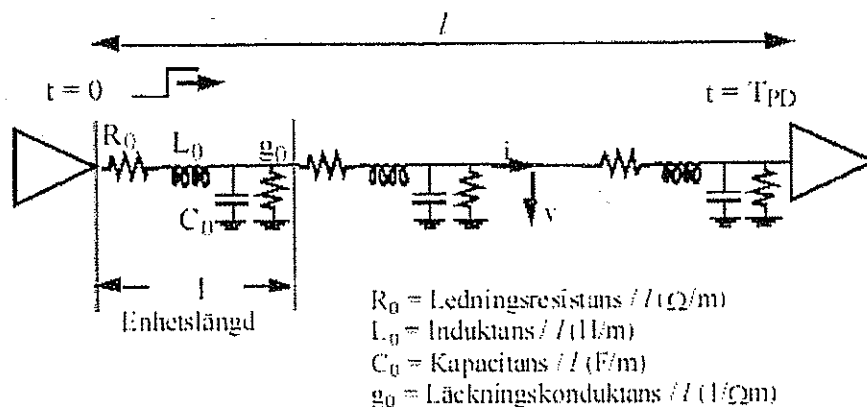
När ledarens längd är lång i förhållande till stig/falltid är förenklade modellen i figuren ovan giltig till dess reflektionen från någon last når drivaren. Är det inga reflektioner på signalen så är modellen giltig för alla tider. Spänningen på ledaren ges av spänningsdelning mellan utimpedansen R_O och ledarens karakteristiska impedans Z_0 , och är

$$V_O = \frac{V_D \times Z_0}{R_O + Z_0}$$

Strömmen från drivaren i_O är $i_O = \frac{V_D}{R_O + Z_0} = \frac{V_O}{Z_0}$.

Är det reflektion i transmissionsledningen så gäller den förenklade modellen till dess den reflekterade signalen når drivaren. Denna tid är $2 \cdot T_D$ där T_D är transmissionstiden för signalen från drivaren till första reflektionspunkten.

Karakteristiska impedansen i transmissionsledning.



Figur 13-57 Karakteristiska impedansen

Karakteristiska impedansen för en ledare är

$$Z_0 = \frac{V}{I} = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{g_0 + j\omega C_0}}$$

Om $R_0 = 0 \Omega/m$ och $g_0 = 0 \Omega^{-1}/m$ (förlustfri ledare) så blir den karakteristiska impedansen

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} [\Omega]$$

Våghastigheten v_0 (m/s) dvs den hastighet en signal fortplantar sig genom ledaren.

$$v_0 = \frac{1}{\sqrt{(R_0 + j\omega L_0) \times (g_0 + j\omega C_0)}} = \{R_0 = 0; g_0 = 0\} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \left[\frac{m}{s} \right]$$

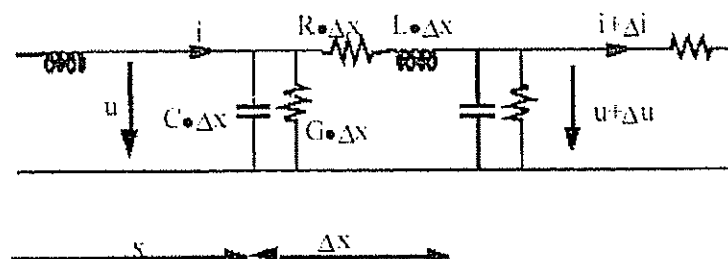
Där c är ljusets hastighet i vakuum ($c \approx 3 \times 10^8$ m/s).

Signal fördröjning T_0 (s/m) är den tid det tar för signalen att förflytta sig 1 m.

$$T_0 = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0) \times (g_0 + j\omega C_0)} = \{R_0 = 0; g_0 = 0\} = \sqrt{L_0 C_0} \left[\frac{s}{m} \right] = \frac{1}{v_0}$$

Den tid det tar för en signal att gå från sändaren till mottagaren är $T_{PD} = l \cdot T_0$, där l är längden av ledaren mellan sändaren och mottagaren.

Vågutbredning i ledare.



Figur 13-58 Vågutbredning

En ledning har en resistans R , en induktans L , en kapacitans C och en konduktans G per längdenhet vid en punkt x hos ledaren. R och G representerar energiförluster när en våg utbreder sig utefter ledaren. För en liten sträcka Δx vid punkten x hos ledningen fås en spänningsändring Δu och strömändring Δi . Denna spänning och strömändring kan skrivas som

$$\Delta u = -\left(Ri + L \frac{\partial i}{\partial t}\right) \Delta x \quad \text{och} \quad \Delta i = -\left(Gu + C \frac{\partial u}{\partial t}\right) \Delta x$$

Minustecknet kommer från att spänningen och strömmen minskar med ökande x , med spänning och ström definierade enligt figuren ovan. Divideras Δx bort och låter Δx gå mot noll övergår ekvationerna ovan till

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -\left(Ri + L \frac{\partial i}{\partial t}\right) \quad \text{och} \quad \frac{\partial i}{\partial x} = -\left(Gu + C \frac{\partial u}{\partial t}\right)$$

Om vi förenklar ekvationen med att anta att ledaren är förlustfri dvs R och G är noll och att L och C är oberoende av x . Ekvationerna blir då

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -L \frac{\partial i}{\partial t} \quad \text{och} \quad \frac{\partial i}{\partial x} = -C \frac{\partial u}{\partial t}$$

Differentiera den första ekvationen med avseende på x och den andra med avseende på t , så fås

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = -L \frac{\partial^2 i}{\partial x \partial t} \quad \text{och} \quad \frac{\partial^2 i}{\partial t \partial x} = -C \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}$$

Kombineras dessa resultat fås för spänningen

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = \frac{1}{LC} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2}$$

och motsvarande för strömmen

$$\frac{\partial^2 i}{\partial t^2} = \frac{1}{LC} \frac{\partial^2 i}{\partial x^2}$$

Dessa ekvationer är en enkel form av vågekvationen. En allmän lösning till ekvationen är en funktion av $\sqrt{LC} \times x \pm t$. Där $\frac{1}{\sqrt{LC}}$ är utbredningshastigheten. Spänningen och strömmen är alltså en funktion av

$\sqrt{LC} \times x \pm t$. Låt för spänningen $u = f(a)$ där $a = \sqrt{LC} \times x \pm t$. Derivering av u med avseende på x ger

$$\frac{\partial u}{\partial x} = \frac{\partial f}{\partial a} \frac{\partial a}{\partial x} = \frac{\partial f}{\partial a} \sqrt{LC}$$

På motsvarande vis ger en derivering med avseende på tiden

$$\frac{\partial u}{\partial t} = \frac{\partial f}{\partial a} \frac{\partial a}{\partial t} = \pm \frac{\partial f}{\partial a}$$

Dessa två ekvationer ger $\frac{\partial u}{\partial x} = \sqrt{LC} \left(\pm \frac{\partial u}{\partial t} \right)$. För en förlustfri ledare är $\frac{\partial u}{\partial x} = -L \frac{\partial i}{\partial t}$. Kombinerar dessa ekvationer får vi

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -L \frac{\partial i}{\partial t} = \sqrt{LC} \left(\pm \frac{\partial u}{\partial t} \right) \quad \text{eller} \quad \frac{\partial i}{\partial t} = \pm \sqrt{\frac{C}{L}} \times \frac{\partial u}{\partial t}$$

Strömmen förhåller sig till spänningen som $i = \mp \frac{u}{\sqrt{L/C}}$. Strömmen är positiv för en våg som utbreder sig i positiv x -

led och negativ för en våg som utbreder sig i negativ x -led.

Impedansen är alltså $\frac{u}{i} = \sqrt{L/C} = Z_0$

Induktans och kapacitans hos ledare med FR4.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \Rightarrow \sqrt{L_0} = Z_0 \times \sqrt{C_0}$$

$$v_0 = 1/\sqrt{L_0 C_0} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \Rightarrow (\mu_r = 1) \Rightarrow \sqrt{L_0 C_0} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c}$$

⇓ Stripline



$$C_0 = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{Z_0 \times c} = \{\epsilon_r = 4,5\} = \frac{7,1 \times 10^3}{Z_0} \left[\frac{pF}{m} \right]$$

$$L_0 = \frac{Z_0 \times \sqrt{\epsilon_r}}{c} = \{\epsilon_r = 4,5\} = Z_0 \times 7,1 \left[\frac{nH}{m} \right]$$

⇓ Mikrostrip



$$C_0 = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{Z_0 \times c} = \{\epsilon_r = 4,5 \Rightarrow \epsilon_{eff} = 2,8\} = \frac{5,6 \times 10^3}{Z_0} \left[\frac{pF}{m} \right]$$

$$L_0 = \frac{Z_0 \times \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} = \{\epsilon_r = 4,5 \Rightarrow \epsilon_{eff} = 2,8\} = Z_0 \times 5,6 \left[\frac{nH}{m} \right]$$

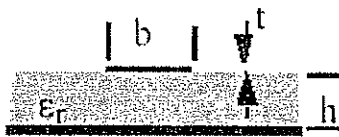
För mönsterkort uppbyggd med FR4 är $\epsilon_r \approx 4.5$ och $\mu_r = 1$. Detta ger för stripline $v_0 \approx 0.47c = 0.14$ m/ns eller en löptid T_0 på 7.1 ns/m, och för mikrostrip $v_0 \approx 0.60c = 0.18$ m/ns eller en löptid T_0 på 5.6 ns/m. Parametrar för stripline och mikrostrip med $\epsilon_r = 4.5$.

Parameter	Stripline	Mikrostrip
ϵ_{eff}	4.5	≈ 2.8
v_0	≈ 0.14 m/ns	≈ 0.18 m/ns
T_0	≈ 7.1 ns/m	≈ 5.6 ns/m

Exempel: en stripline ledare på 60Ω har en kapacitans av ca $7100/60 \approx 120$ pF/m och en induktans av ca $60 \times 7.1 \approx 430$ nH/m.

Karakteristiska impedansen hos olika ledare

Microstrip



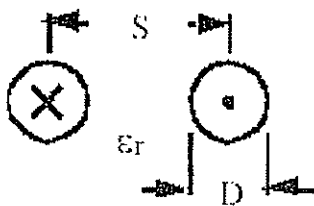
$$Z_0 \approx \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \ln \left(\frac{5,98h}{0,8b + t} \right) [\Omega] \quad T_0 \approx 3,34 \sqrt{\epsilon_{eff}} \approx 3,34 \sqrt{0,47\epsilon_r + 0,67} \left[\frac{ns}{m} \right]$$

Stripline



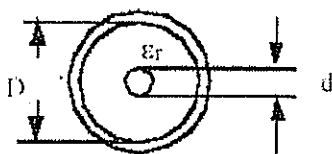
$$Z_0 \approx \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{4T}{0,67\pi(0,8b + t)} \right) [\Omega] \quad T_0 = 3,34 \sqrt{\epsilon_r} \left[\frac{ns}{m} \right]$$

Parallella ledare



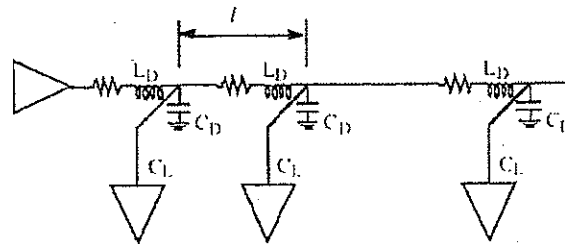
$$Z_0 \approx \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{S}{D} + \sqrt{\left(\frac{S}{D} \right)^2 - 1} \right) [\Omega] \quad T_0 = 3,34 \sqrt{\epsilon_r} \left[\frac{ns}{m} \right]$$

Coaxial kabel



$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{D}{d} \right) [\Omega] \quad T_0 = 3,34 \sqrt{\epsilon_r} \left[\frac{ns}{m} \right]$$

Distribuerad last.



Figur 13-59 Distribuerad last

Om det finns kapacitiva laster utesluter ledaren t.ex. buss med avtappning till kretsar, så får ledaren andra egenskaper än en olastad ledaren. Drivaren ser en större kapacitiv last och därmed en lägre impedans. Mellan varje last har ledaren en kapacitans och induktans som är

$$C_D = l \times C_0$$

$$L_D = l \times L_0$$

Där C_0 och L_0 är olastade ledarens kapacitans och induktans per meter, och l är avståndet mellan lasterna.

När lastens kapacitans tas med så blir den totala kapacitansen för ledare och last lika med $C_D + C_L$.

Den lastade ledarens karakteristiska impedans är

$$Z_L = \sqrt{\frac{L_D}{C_D + C_L}} = \sqrt{\frac{L_D}{C_D}} \times \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{C_L}{C_D}}} = \left\{ \sqrt{\frac{L_D}{C_D}} = Z_0 \right\} = \frac{Z_0}{\sqrt{1 + \frac{C_L}{C_D}}}$$

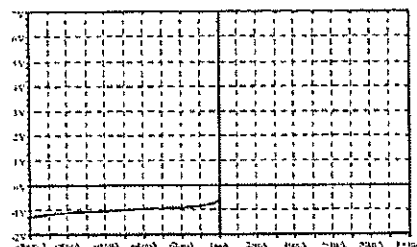
Signalfördröjningen för den lastade ledaren är

$$T_L = \sqrt{L_D \times (C_D + C_L)} = \sqrt{L_D \times C_D} \times \sqrt{1 + \frac{C_L}{C_D}}$$

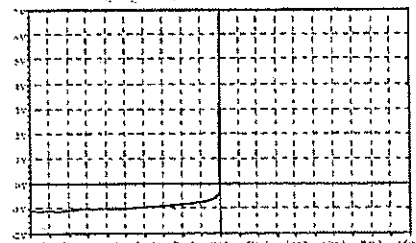
$$T_0 = \sqrt{L_D \times C_D}$$

$$T_L = T_0 \times \sqrt{1 + \frac{C_L}{C_D}}$$

Ingångskaraktistik.

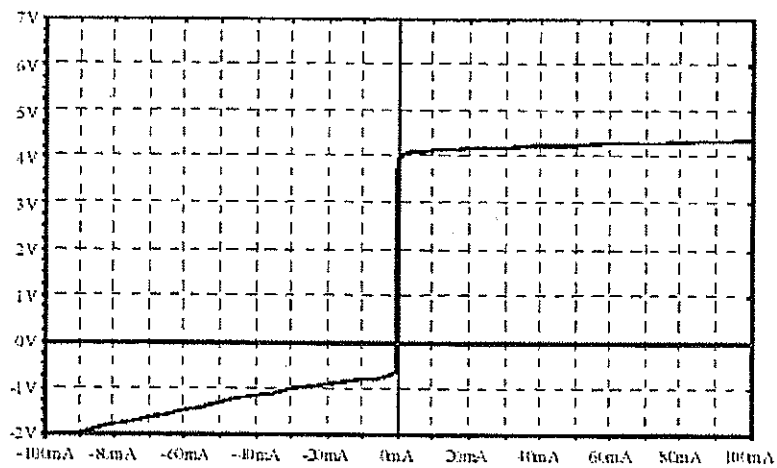


Ingångskaraktistik för 74AB1240

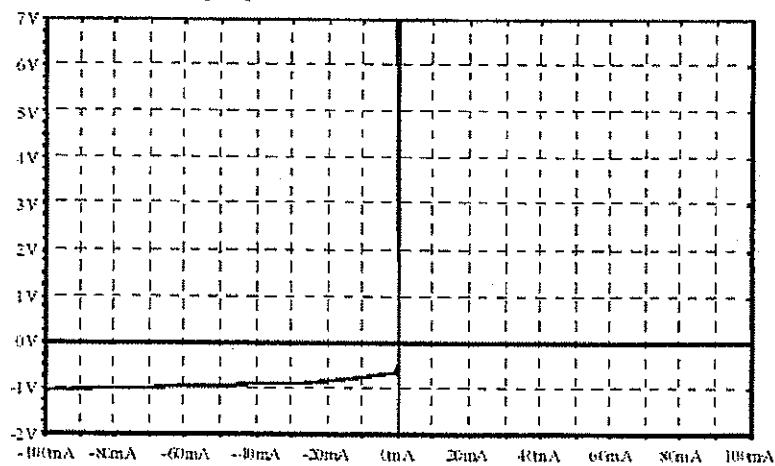


Ingångskaraktistik för 74LS240

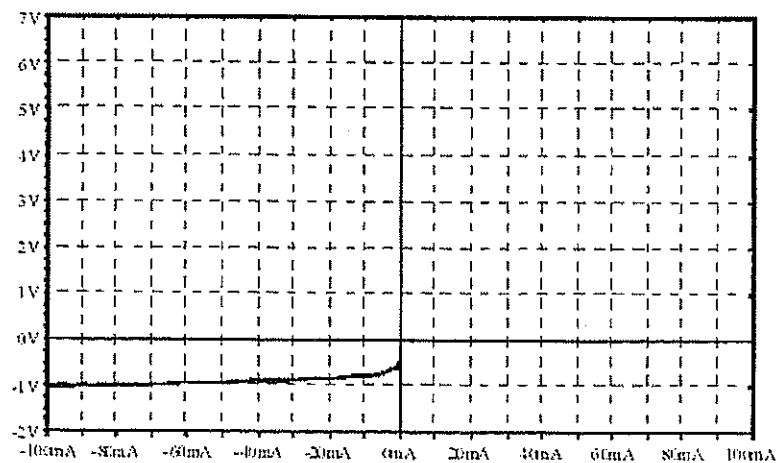
Figur 13-60 Ingångskaraktistik



Ingångskaraktistik för 74LV244



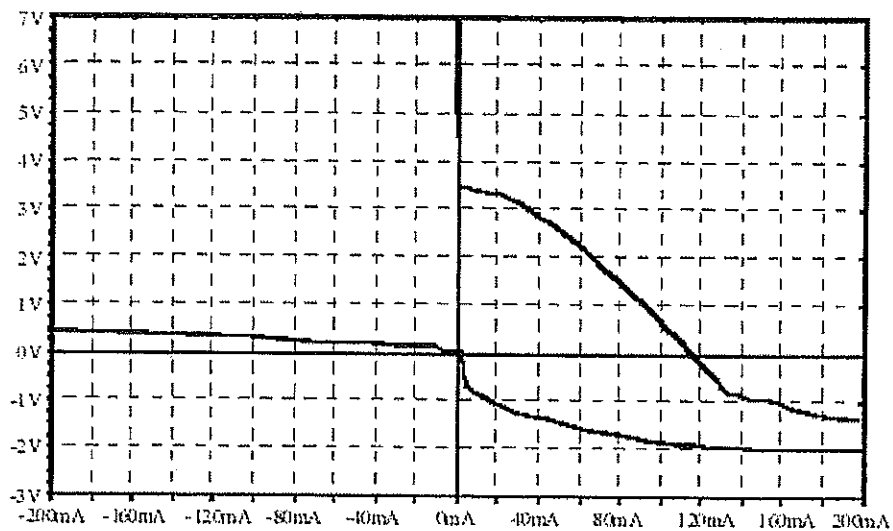
Ingångskaraktistik för 74LVC244



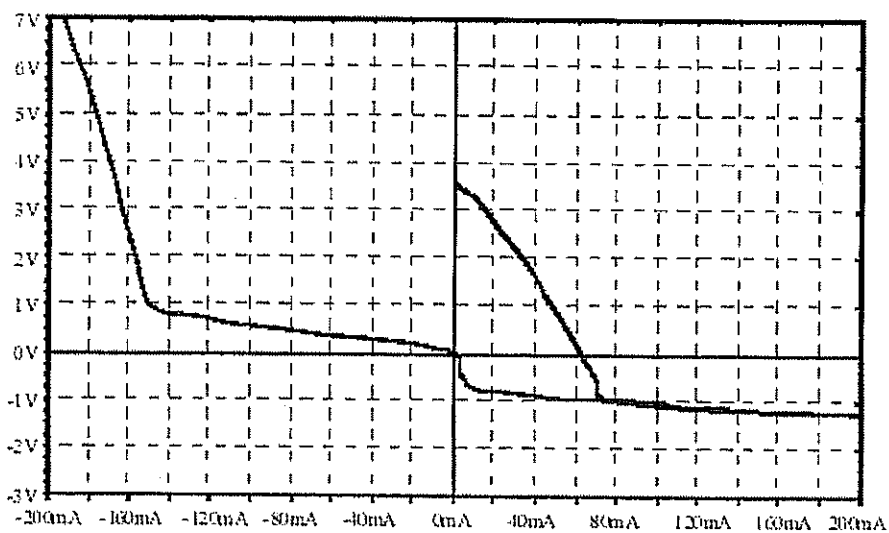
Ingångskaraktistik för 74LVT244

Figur 13-61 Ingångskaraktistik

Drivarkarakteristik.

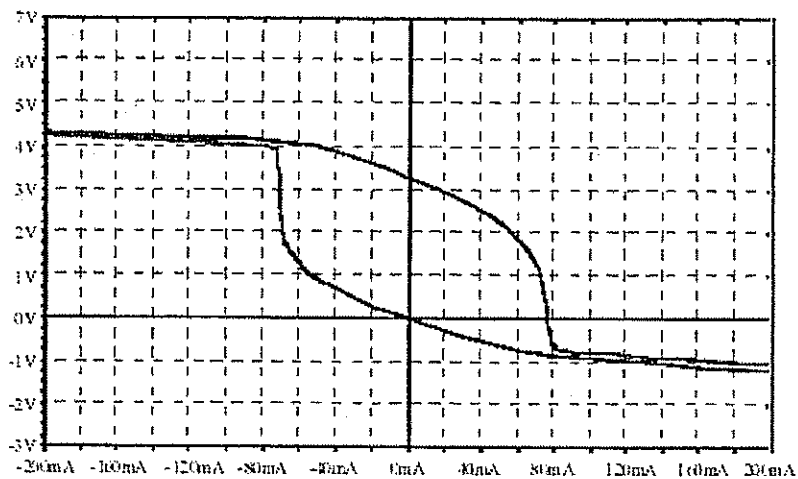


Utgångskaraktistik för 74ABT240

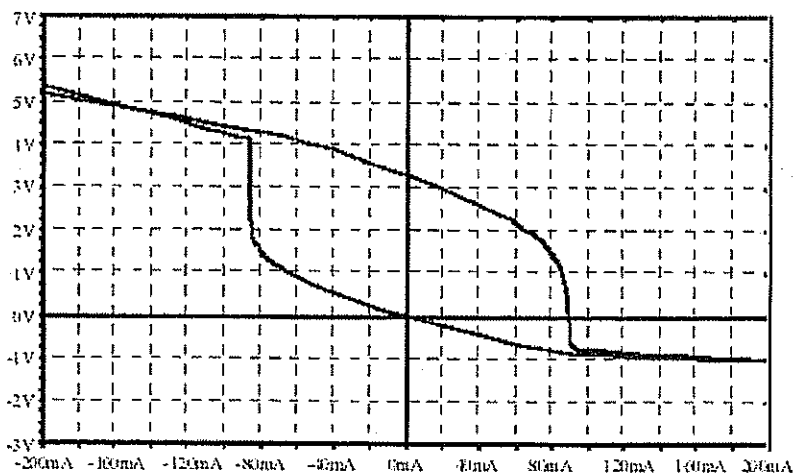


Utgångskaraktistik för 74LS240

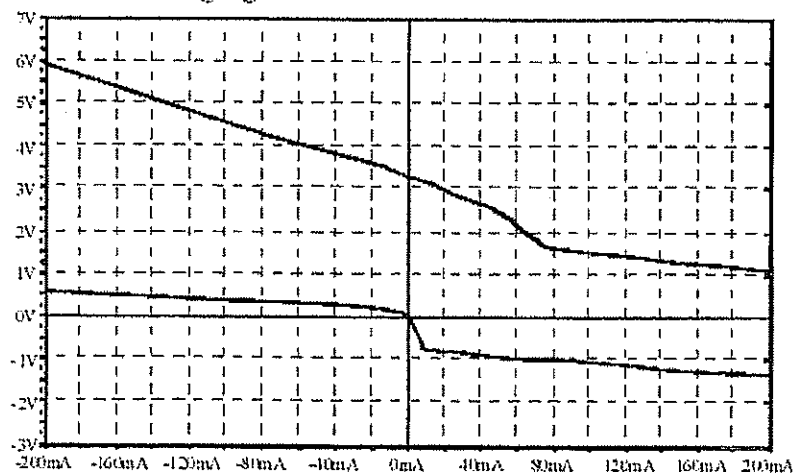
Figur 13-62 Drivarkarakteristik



Utgångskaraktäristik för 74LV244



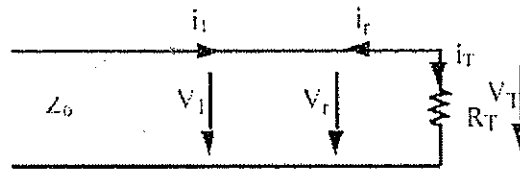
Utgångskaraktäristik för 74LVC244



Utgångskaraktäristik för 74LVT244

Figur 13-63 Drivarkaraktäristik

Reflektion.



Figur 13-64 Reflektion

En våg utbreder sig mot en last med ström och spänning enligt figuren ovan. När vågen når lasten R_T reflekteras en del av vågen och den reflekterade vågen utbreder sig tillbaks längs ledaren. Denna reflekterade våg har en ström i_r och en spänning V_r . Vid lasten summeras strömmarna och strömmen in till lasten i_T är summan av i_1 och i_r , alltså $i_T = i_1 + i_r$. Denna ström ger en spänning över lasten lika med $V_T = i_T \times R_T$.

Sambandet mellan strömmarna i_1 och i_r och spänningarna V_1 och V_r är

$$i_1 = \frac{V_1}{Z_0} \quad \text{samt} \quad i_r = \frac{V_r}{Z_0}$$

Spänningen över lasten är också lika med summan av den infallande vågens spänning och den reflekterade.

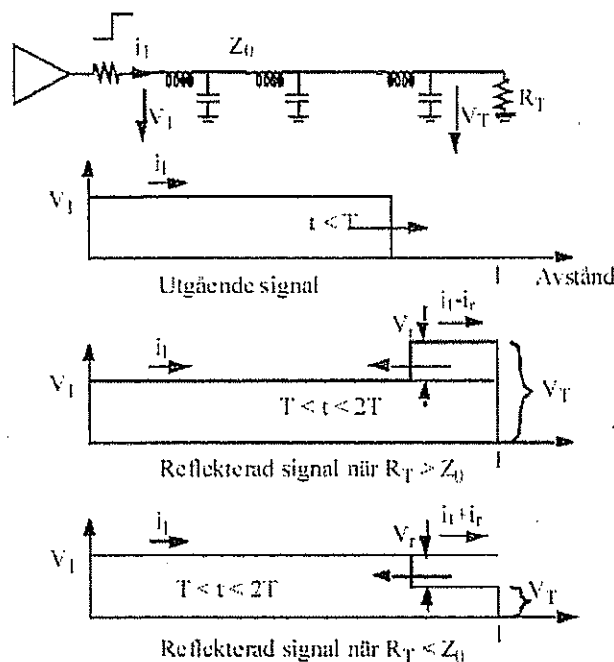
$$V_T = V_1 + V_r = i_T \times R_T = (i_1 + i_r) \times R_T = \left(\frac{V_1}{Z_0} + \frac{V_r}{Z_0} \right) \times R_T$$

Alltså

$$V_1 + V_r = \left(\frac{V_1}{Z_0} + \frac{V_r}{Z_0} \right) \times R_T \Rightarrow V_1 Z_0 + V_r Z_0 = V_1 R_T + V_r R_T$$

$$\Rightarrow V_r (R_T + Z_0) = V_1 (R_T - Z_0) \Rightarrow V_r = V_1 \times \frac{R_T - Z_0}{R_T + Z_0} \Rightarrow \rho = \frac{R_T - Z_0}{R_T + Z_0}$$

Där ρ är reflektionskoefficienten.



Figur 13-65 Reflektion av en signal

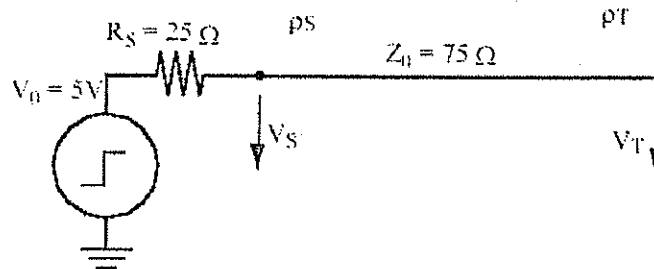
Utgående ström från drivaren är $i_1 = \frac{V_1}{Z_0}$

Reflekterad spänning $V_r = V_1 \left(\frac{R_T - Z_0}{R_T + Z_0} \right) = \rho_T V_1$. Där ρ_T är reflektionskoefficienten.

Reflekterad ström $i_r = \frac{-V_r}{Z_0} = -\frac{\rho_T V_1}{Z_0}$

Spänning vid reflektionspunkten $V_T = V_1 + V_r = V_1(1 + \rho_T)$

Exempel på reflektion.



Figur 13-66 Exempel på reflektion

Reflektionsfaktorn vid sändarsidan är

$$\rho_S = \frac{R_S - Z_0}{R_S + Z_0} = \frac{25 - 75}{25 + 75} = -0,5$$

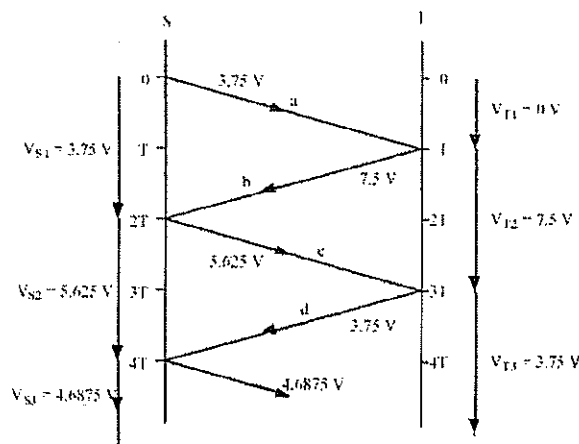
Reflektionsfaktorn vid mottagaränden är

$$\rho_T = \frac{R_T - Z_0}{R_T + Z_0} = \frac{\infty - 75}{\infty + 75} = 1$$

Initialspänningen dvs. spänningen när signalen når transmissionsledningen för första gången är

$$V_S = V_0 \times \frac{Z_0}{Z_0 + R_S} = 5 \times \frac{75}{75 + 25} = 3,75[V]$$

Beräkning av reflektion



Figur 13-67 Beräkning av reflektion

Den första signalen markerad med a i diagrammet ovan har amplituden 3.75 V. Efter tiden T når denna signalen på 3.75V mottagaren. Reflektionsfaktorn vid mottagaränden ρ_T är 1.0. V_r blir då.

$$V_{r1} = \rho_T \times V_1 = 1,0 \times 3,75 = 3,75$$

Spänningen vid mottagaren blir vid första reflektion.

$$V_{T1} = V_1 + V_{r1} = 3,75 + 3,75 = 7,5[V]$$

Signalen är nu 7.5 V vid punkten T och den utbreder sig från mottagaren mot drivaren (markerad med b i diagrammet). Signalen går från 3.75V till 7.5V och utbreder sig från mottagaren mot sändaren.

När den reflekterade signalen når drivaren efter tiden 2T så får man åter en reflektion. Reflektionsfaktorn vid sändaränden är ρ_S är -0.5. Den reflekterade signalen blir då.

$$V_{r2} = \rho_S \times V_{T1} = -0,5 \times 3,75 = -1,875[V]$$

Efter denna reflektion blir spänningen vid drivaren.

$$V_{S2} = V_{T1} + V_{r2} = 7,5 - 1,875 = 5,625[V]$$

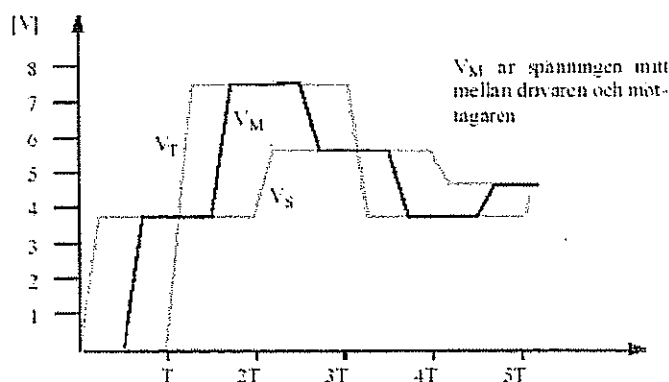
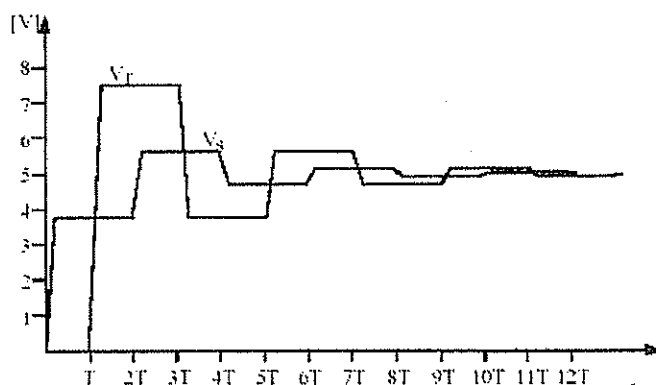
En signal med en nivå av 5.625 V utbreder sig nu från drivaren mot mottagaren, (c i diagrammet). Amplituden på signalen som utbreder sig är -1.875 V. När denna signal når drivaren efter 3T blir det en ny reflektion. Med ρ_T på 1.0 blir V_r .

$$V_{r3} = \rho_T \times V_{r2} = 1,0 \times (-1,875) = -1,875[V]$$

Spänningen vid mottagaren blir efter andra reflektion.

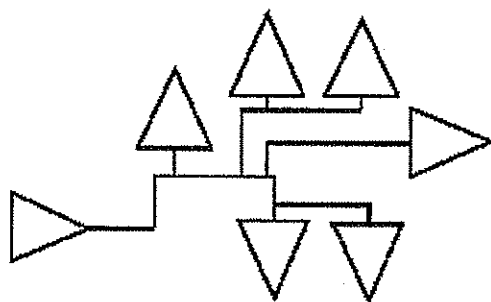
$$V_{T3} = V_{S2} + V_{r3} = 5,625 - 1,875 = 3,75[V]$$

Signalen kommer att vandra fram och tillbaks utefter ledaren och når till slut värdet 5V.

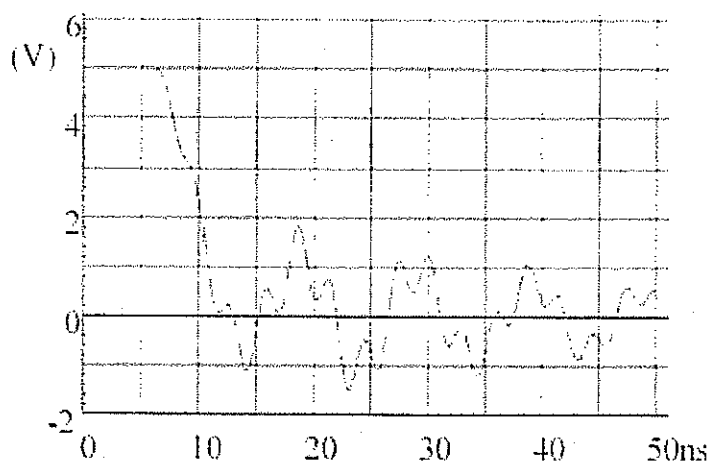


Figur 13-68 Simulerat resultat

Exempel på dålig förmedling av signal.



Figur 13-69 Dålig förmedling av signal



Figur 13-70 Tidsdiagram för dålig förmedling

En ledare med varierande last och många förgreningar har många reflektioner. Varje förgrening eller last ger en impedansändring med reflektion som följd. I de fall där signalens flank är kort i förhållande till den elektriska längden så gör dessa reflektioner signalen "rasslig" dvs signalen oscillerar med oftast kraftiga under och överslängar.

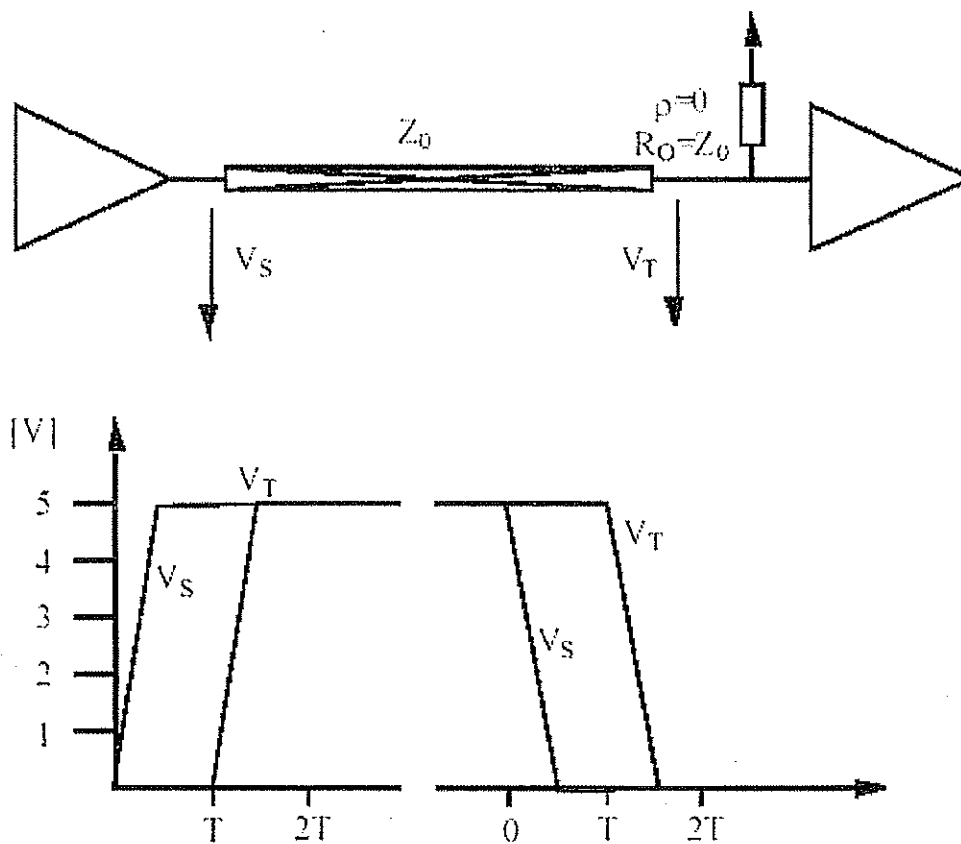
Är det dålig layout och konstruktion för en signalen, får man ringningar och distorsion på signalen. I simulering ovan finns flera olika laster utefter ledningen, ledningen grenar sig och saknar terminering (stubbar). En av topparna i störningen passerar området för hög TTL nivå. Flera av de övriga störningarna ligger inom det ej definierade området för TTL nivå (0.8V - 2.0V).

En synkron konstruktion kan i många fall fungera trots denna rasliga signal. Bara signalen hinna ringa ut innan klockan klockar in signalen i mottagaren. Detta förutsätter att kretsarna tål de över- och underslängar som bildas.

Klocks signaler, signaler i asynkrona konstruktioner och signaler som ger ett asynkront beteende i en synkron konstruktion t.ex. RAS och CAS till DRAM. För dessa är en rasslig signal ofta en katastrof för dess funktion. En rasslig klocka kan ge stora variationer i tiden när de olika mottagarna av klockan anser att klockan ändrar tillstånd (stor 'clock skew'). Den rassliga klockan kan också ge falska frekvenser, multipel klockning. Kontrollsignalerna till DRAM kan uppfattas som refresh istället för minnesaccess.

Signaler som är känsliga för störningar måste lokaliseras i en konstruktion och planeras så att de får en bra drivning och en bra layout t.ex. med rätt terminering.

Exempel på anpassad transmission.

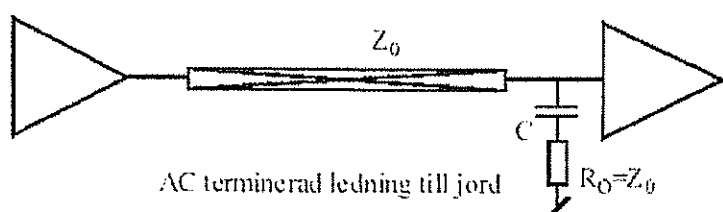
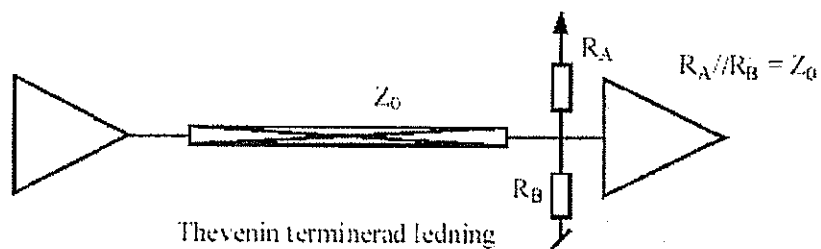
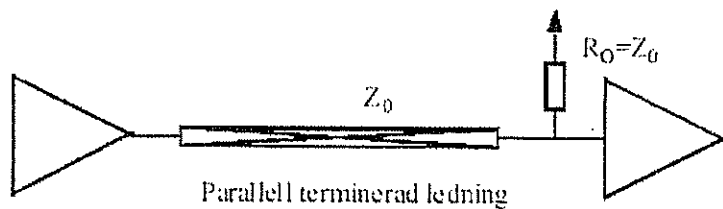
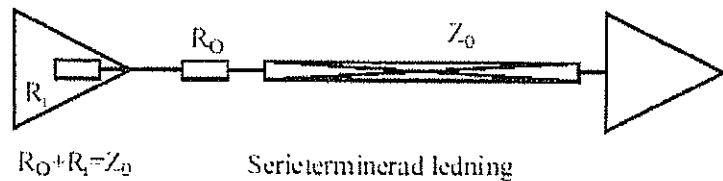
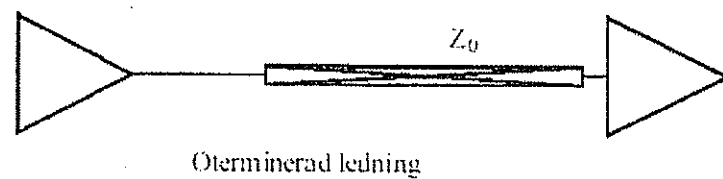


Figur 13-71 Anpassad förmedling

När en transmissionsledning är korrekt terminerad uppstår inga ringningar på signalen. Signalen ger inga falska tillstånd mellan flankerna.

Terminering.

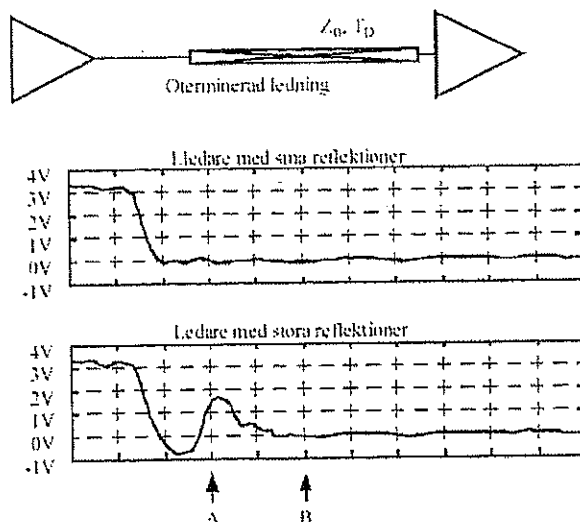
Olika passiva termineringar.



Figur 13-72 Passiva termineringar

Sereterminering ska sitta mycket nära drivaren. Ändterminering såsom parallell terminering, Thevenin terminering och AC terminering ska sitta i änden av ledningen. Placeras en terminering någon annanstans efter ledaren minskar eller helt eliminerar dess funktion som störningsdämpare.

Oterminerad ledning.



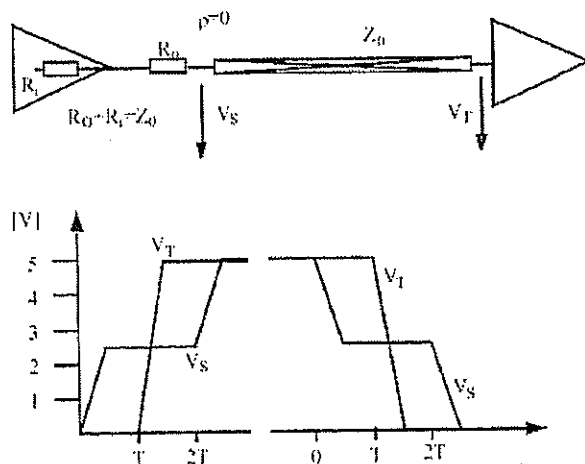
Figur 13-73 Oterminerad ledning

En ledning som är kort, dvs $t_r > 10T_D$ behöver ingen terminering. Om däremot ledningen är lång dvs att $t_r < 10T_D$, blir amplituden för den reflekterade signalen hög. t_r är här signalens stigtid och T_D är den tid det tar för signalen att gå från drivaren till mottagaren. I många litteratur anges gränsen när terminering ej behövs som $t_r > 2T_D$. Följs denna regel får man vid änden av ledningen, teoretiskt värsta fall, en spänning av 2 ggr signalen pga reflektionen. Vid $t_r > 10T_D$ blir spänningen, teoretiskt värsta fall, max 1.2 ggr högre.

I synkron konstruktion klockas signaler in med en klockas flank. Mellan klockflankerna är logiken okänslig för variationer hos signalen. Detta förutsatt att signalen inte överskrider för kretsen otillåtna spänningar. En klockad signal kan ha ringningar och reflektioner mellan klockflankerna. Enda kravet är att signalen är stabil och ligger säkert inom området för rätt tolkning när klockan klockar in signalen. Att klocka av signalen vid tidpunkten A i figuren ovan ger felaktig tolkning av signalnivån. Att klocka av signalen något senare, vid tidpunkten B, ger en säker tolkning av signalen. Exempel på synkrona signaler är databussar, adressbussar etc. En databuss tillåts ha reflektioner mm bara de hinner ringa ut innan skrivpulsen eller läspulsen kommer. I många konstruktioner lämnas sådana bussar oterminerade då de hinner ringa ut innan data ska användas. När kravet på hög hastighet i dataöverföring finns ökar också kravet på att terminera bussen, att minska ringningarna så att tiden för att stabilisera signalen blir kort.

Asynkrona signaler såsom klockor, RAS och CAS till DRAM, reset, skriv och läs strobar mm får inte ha ringningar och reflektioner som kan felaktigt tolkas av en mottagare. En störning på en sådan signal ger felaktigt beteende hos logiken.

Serieterminerad ledning.



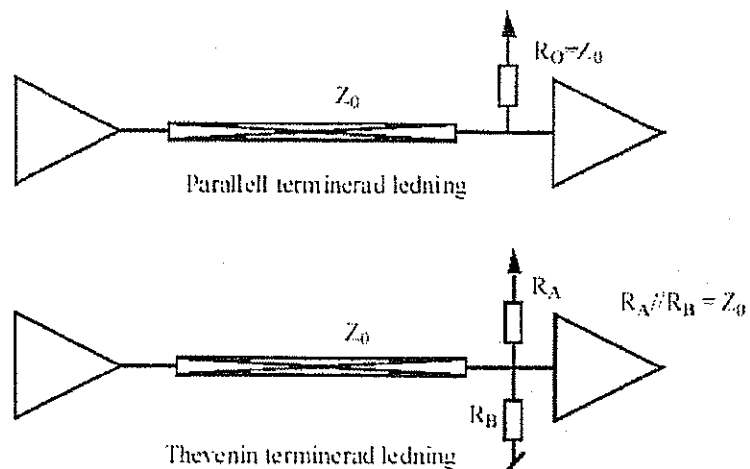
Figur 13-74 Serieterminering

En serieterminerad ledning har ett motstånd i serie med signalledaren vid drivaren. Resistansen i detta motstånd ska tillsammans med drivarens inre resistans vara lika med ledarens karakteristiska impedans. Den reflekterade signalen från mottagaren dämpas därmed ut helt. I många fall lägger man serieresistansen på ett lägre värde än karakteristiska impedansen för att anpassa bättre när reflektionsfaktorn är mindre än 1 vid mottagaren. Serieterminering lämpar sig bäst för ledningar med en punktlast i änden av ledningen. Signalen vid drivaren är normalt 'rasslig' och är inte lämplig att användas för känsliga signaler. En stor försiktighet bör iakttagas vid användandet av signalen på ett annat ställe än vid änden.

Serieterminering minskar signalflankens lutning något, derivatan minskar. Detta ger lägre övertoner på signalen och därmed mindre utstrålad störning (RFI). Den minskade lutningen på flanken ger också mer tidspridning (skew) för styrsignaler t.ex klocksignaler. Serieterminering är ändå rekommenderad att användas för klocksignaler då den ger en ren signal vid punkt till punkt drivning.

Serieterminering ökar inte effektförbrukningen. Vissa kretsar har inbyggda seriemotstånd på 25Ω eller 33Ω .

Parallellterminering och thevenin terminering.

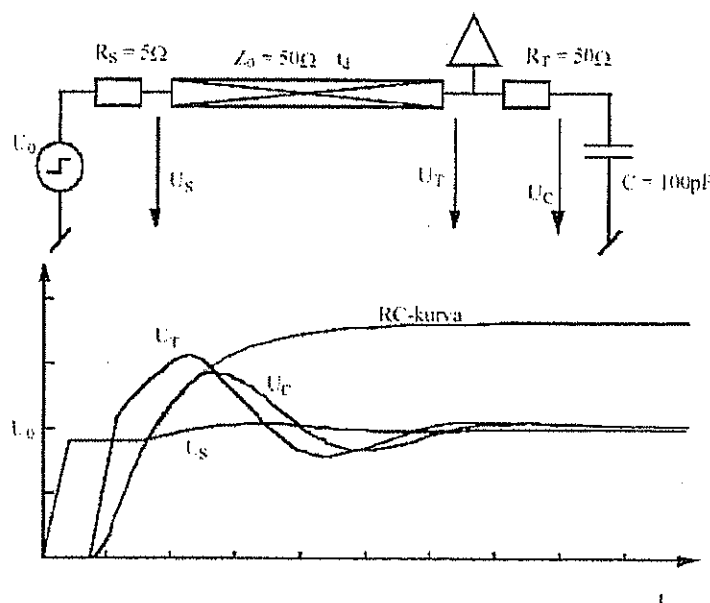


Figur 13-75 Parallell- och Theveninterminering

Vid parallell terminering avslutas ledaren med ett motstånd till matning, jord eller någon annan spänning. Parallell terminering används framförallt vid öppenkollektor drivning. Termineringen ökar effektförbrukningen. Den drar dock endast effekt när termineringsmotståndet har en spänning över sig. Att driva en vilande signalen så att ingen ström går genom motståndet ger endast effektutveckling i termineringen vid aktiv signalering.

Thevenin terminering har två motstånd, ett till jord och ett till matning. Resistansen för dessa motstånd ska motsvara ledarens karakteristiska impedans. I dagens mönsterkort med jord och spänningsplan blir ledarnas karakteristiska impedans låg. Ska termineringen möta kravet att resistansen ska vara lika med ledarens karakteristiska impedans, så blir termineringens resistans mycket låg. Termineringen förbrukar effekt oavsett om signalen är hög eller låg, och termineras breda bussar med denna terminering så får man en hög effektförbrukning. Thevenin terminering används i äldre busstandards för TTL nivåer. Den blir mindre och mindre vanlig bland moderna busskonstruktioner. Spänningsdelningen mellan R_A och R_B väljs så att signalen får en lämplig spänning när drivaren inte driver bussen (drivaren är i 3-state).

Ac terminering.



Figur 13-76 AC terminering

AC termineringen blockerar DC spänningen så ingen effektförbrukning sker för en DC spänning. För varje omslag av signalen passerar en ström genom motståndet. Motståndet får därmed en effektförbrukning vid omslag. En signal som ändrar tillstånd ofta ger en hög effektförbrukning (U^2/R_0). Resistansen ska terminera ledaren och bör vara lika med ledarens karakteristiska impedans. Kapacitansen hos kondensatorn bör vara högre än $3t_d/Z_0$.

Kondensatorn i AC termineringen ger dock en totalreflektion som i vissa fall kan vålla problem. I figuren ovan visas vad som kan hända. En signal som utbreder sig efter en ledare mot en AC-terminering, har en ström och spänning som bestäms utifrån sändarens egenskaper och impedansen i ledaren. När signalen når termineringen vid slutet av ledaren, fungerar kondensatorn som en kortslutning för signalen. Den impedans som signalen ser är alltså resistansen R_T . Med tiden laddas kondensatorn upp och spänningen vid ledarens terminering blir summan av spänningen över resistansen och kondensatorn. En kondensator har en låg impedans för transienter men en oändlig impedans för likström. Kondensatorn ger därmed med tiden en total reflektion av signalen ($\rho = 1.0$). Uppladdning av kondensatorn följer en RC-kurva.

I exemplet ovan får signalen vid sändaren en spänning av

$$U_S = U_0 \times \frac{Z_0}{Z_0 + R_S} = U_0 \times \frac{50}{50 + 5} = 0,9U_0$$

Signalen breder ut sig utefter ledaren, och vid tiden t_d når den termineringen. Signalen reflekteras mot termineringsmotståndet med reflektionsfaktorn

$$\rho_T = \frac{R_T - Z_0}{R_T + Z_0} = \frac{50 - 50}{50 + 50} = 0$$

Motståndet ger ingen reflektion tillbaka mot sändaren utan spänningen över motståndet blir lika som signalens spänning. Kondensatorn börjar nu laddas upp. Man kan betrakta signalen i ledaren som en spänningskälla med spänningen U_S och med en inre resistans av Z_0 . Impedansen som begränsar strömmen till kondensatorn är $Z_0 + R_T$. Uppladdningen följer en RC-kurva där R är summan av Z_0 och R_T . Tidskonstanten för RC-länken blir.

$$\tau = (Z_0 + R_T) \times C = (50 + 50) \times 100 \times 10^{-12} = 10 [\text{ns}]$$

Och spänningen över kondensatorn blir

$$U_C = U_{TR} \times \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

där U_{TR} är den spänning som U_T får vid en totalreflektion ($\rho_T = 1$), i detta fall

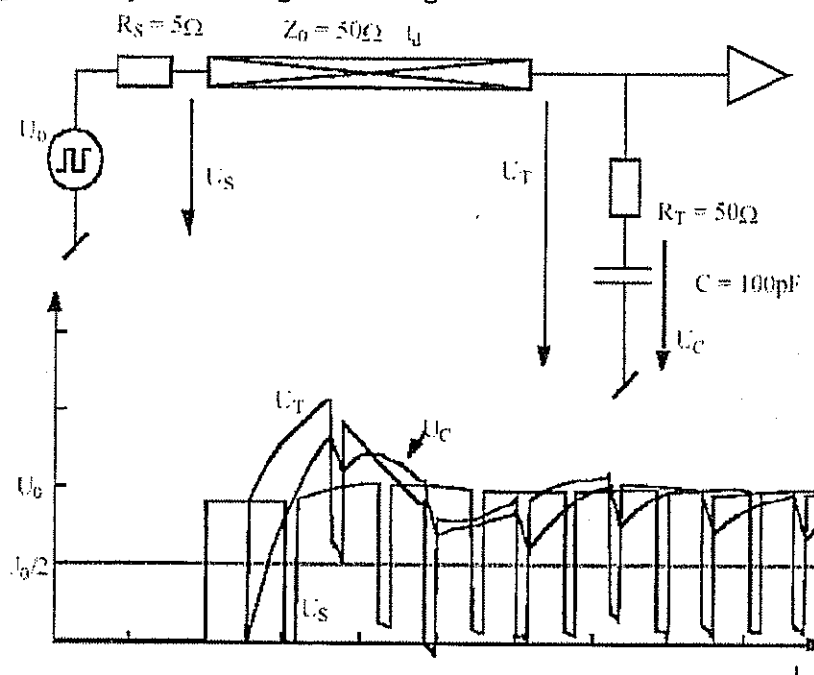
$$U_{TR} = 2 \times U_S = 2 \times 0,9 \times U_0 = 1,8U_0$$

RC-kurvan kommer inte att nå U_{TR} , utan böjas av och återgå mot slutspänningen U_0 efter en tid, när reflektion när termineringen.

Spänningen U_T är summan av spänningen över motståndet R_T och kondensatorn C . Den kommer till att börja med bestämmas av R_T och senare följa kondensatorns spänning.

Förloppet ovan gäller bara till dess den första reflektionen når AC-termineringen dvs fram till tiden $t = 3t_d$. Efter denna tid kommer de reflekterade signalerna med i upp och urladdningen av kondensatorn och förloppen får ett annat utseende än det som beskrivs ovan. De reflekterade signalerna likväl som andra förändringar i signalen adderas ovanpå varandra i kondensatorn och spänningen U_T får ett mer komplext utseende. Med $R_T = Z_0$ och $C \cdot Z_0 = t_d$ stiger signalen U_T upp till ca 1.3 ggr U_S och ligger därmed normalt inom acceptabel över och undersläng på signalen

Ac terminering vid icke symmetrisk signal och lång ledare.



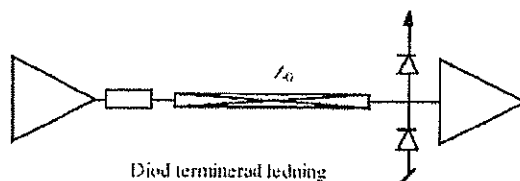
Figur 13-77 AC terminering, lång ledare

Vid långa ledningar dvs $t_d > 0.5(Z_0 + R_T)C$ kan AC-terminering ge problem med att detektera signaler rätt. vid en förändring av signalen kommer kondensatorn i termineringen att laddas upp mot en högre spänning än vad signalen har. Om en kort förändring av signalen sker när kondensatorn når sitt toppvärde kan termineringen lyfta signalen utanför mottagarens omslagsnivå och pulsen detekteras inte.

I exemplet ovan har signalledare en AC-terminering i änden. Signalen ligger låg under en längre tid och kondensatorn är urladdad. Spänningen i termineringsändan är 0V. Signalen går nu över till att vara hög med korta låga pulser. Kondensatorn kommer att laddas upp mot dubbla U_S . Om signalen går låg när kondensatorn når sitt högsta värde kan den låga signalen ligga över omslagsnivån för mottagaren. Om omslagsnivån för mottagaren är halva sändarsignalen U_S dvs $U_S/2$ kommer mottagaren inte att reagera för den första låga pulsen i signalen.

Samma förlopp sker om signalen går från hög till låg med korta höga pulser. Kondensatorn kommer då att gå mot en spänning som motsvarar $-U_S$ och de höga pulserna riskeras att inte detekteras.

Diod terminering.

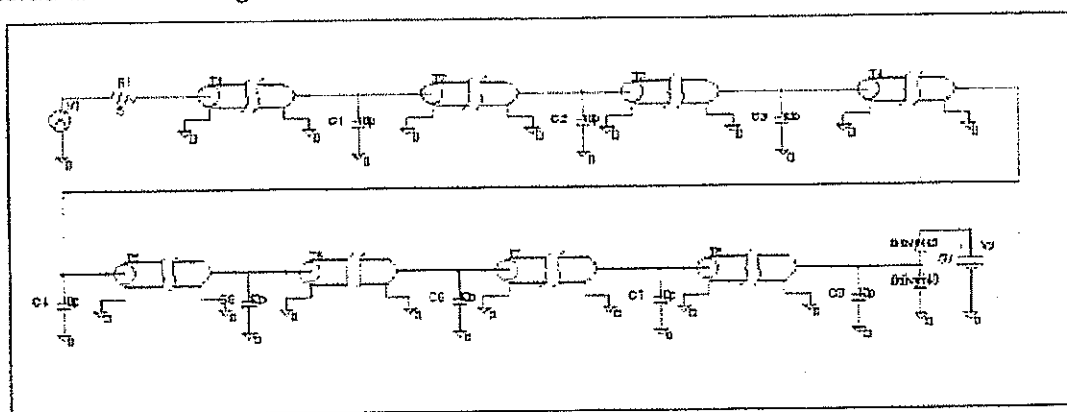


Figur 13-78 Diodterminerad ledning

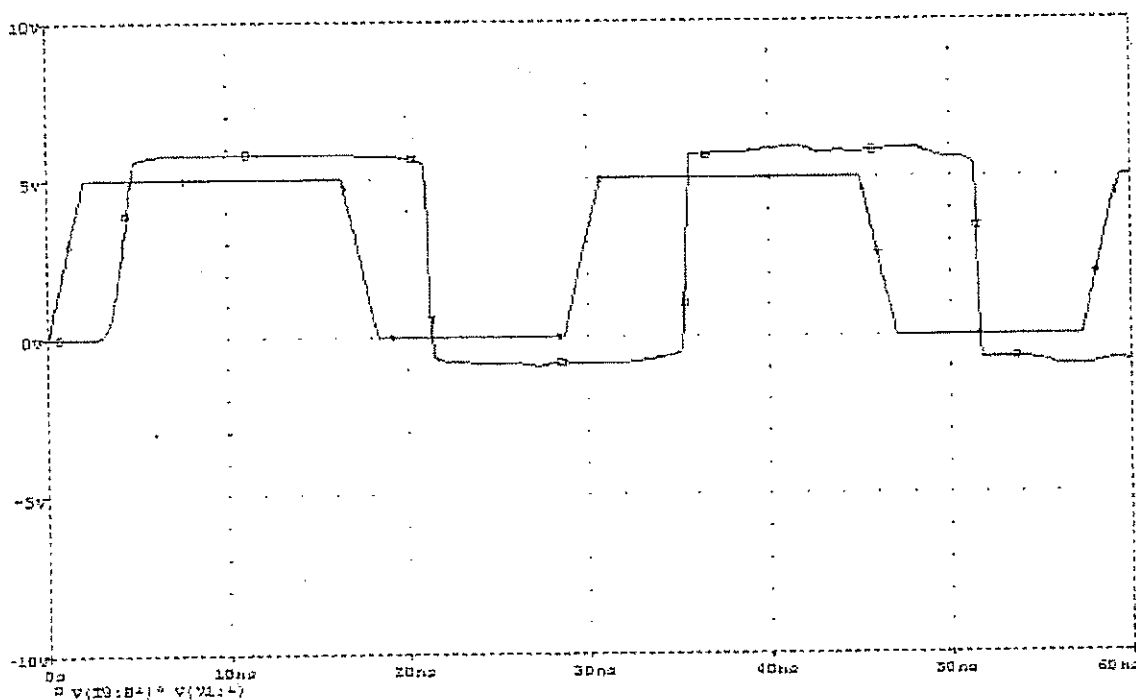
Vid diodterminering placeras en eller två dioder i änden av ledaren. Dioderna är kopplade så att de klipper spänningar ovanför matningsspänningen och negativa spänningar, förutsatt att signalens arbetsområde är mellan jord och matningsspänning. Schottky dioder är snabba och har ett lågt framspänningsfall dessa egenskaper gör dem lämpliga som termineringsdioder. Vid mottagaren är signalen mellan ca -0.3V och matning $+0.3\text{V}$ om dioderna är av schottky typ. Diodterminering är vanlig vid drivning av högt kapacitivt lastade ledningar. Exempel på en sådan ledning är en minnesbuss med många laster. DRAM minnen är känsliga för över och underspänning och brukar skyddas med diodterminering.

Dioder är kraftigt olinjära, de går från en mycket hög impedans när de är backspända till att vara mycket låg impedans när de leder. Detta ger stora och besvärliga reflektioner. Reflektionsfaktorn är ena stunden 1 och i nästa stund -1 . Om drivaren är lågimpediv fås även där en reflektionsfaktor på nästan -1 . En transmissionsledning erhålls med en total reflektion i båda ändar. I denna ledning kommer störningar att vandra fram och tillbaks och adderas på för varje omslag signalen gör. Dessa reflekterade signaler kan ge funktionsstörningar för kretsar utefter ledaren. Att sätta en serieterminering i sändaränden dämpar den fram och åter vandrande störningen.

Simulerad diodterminering.



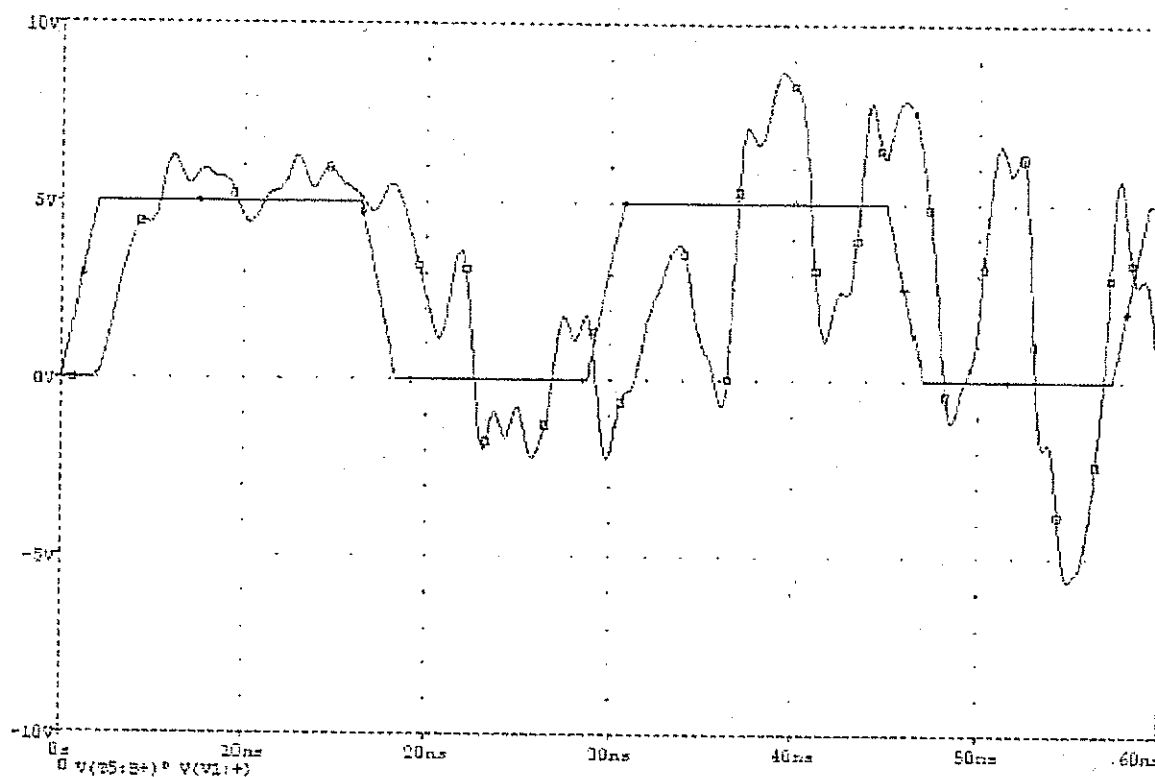
Figur 13-79 Schema av transmissionslinje med terminering



Figur 13-80 Simuleringsresultat av diodterminering

Överst visas en modell av en buss med åtta kapacitiva laster (ingångar) med en diodterminering vid sista lasten. Underst visas signalen vid sista lasten. Signalen ligger fint mellan jord och mätning plus spänningsfallet i dioden.

Signal utefter ledningen.

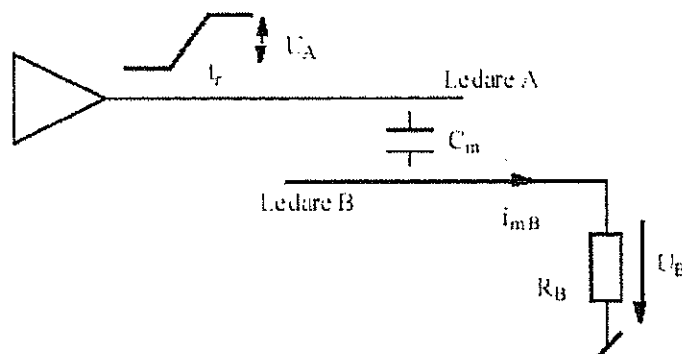


Figur 13-81 Signal utefter ledningen

Ovan visas signalen vid den femte lasten. Signalen är här oacceptabelt störd, det kommer att vara mycket svårt att få kretsar utefter ledaren att fungera som tänkt. Endast närmast drivaren och dioderna är signalen acceptabel. Till en början ser signalen någorlunda bra ut men blir allt sämre efterhand. Under den första tiden har inte reflektionen från dioden och från drivaren vuxit upp så mycket. För varje omslag av drivaren genereras nya reflekterade signaler som vandrar fram och tillbaks mellan dioden och drivaren. Varje omslag adderar till en störsignal och nivån på den totala störsignalen växer. Den växer upp till en nivå där förlusterna är lika stora som tillskottet. En serieterminering i drivaränden minskar reflektionen vid drivaren och den fram och åter vandrande störningen dämpas mer. Detta skulle ge en mindre störd signal.

Överhörning på kretskort

Kapacitiv överhörning vid långsamma förlopp.



Figur 13-82 Kapacitiv överhörning

Den kapacitiva överhörningen kommer från kapacitiv koppling mellan två ledare. Signalen kopplas över via den ömsesidiga kapacitansen C_m . Överhörningen definieras som $\frac{U_B}{U_A}$

Spänningsderivata på ledare A är $\frac{dU_A}{dt} \approx \frac{U_A}{t_r}$

Om överhörningen är låg, dvs det är impedansen i C_m som begränsar strömmen så att spänningen U_B är liten jämfört med spänningen över C_m , då blir överhörningsströmmen i_{mB} genom C_m

$$i_{mB} = C_m \times \frac{dU_A}{dt} \approx C_m \times \frac{U_A}{t_r}$$

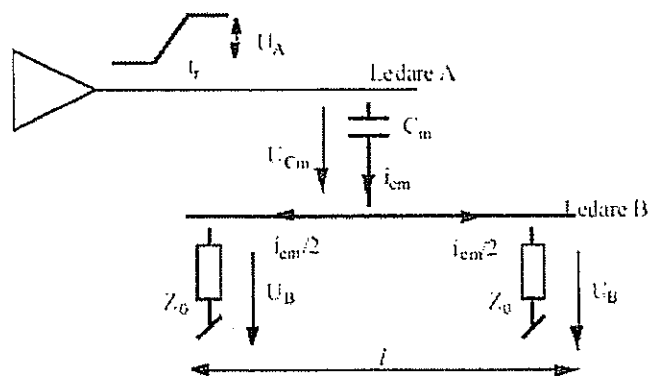
Spänningen över impedansen R_B blir då

$$U_B = i_{mB} \times R_B \approx \frac{C_m \times U_A \times R_B}{t_r}$$

Den kapacitiva överhörningen blir

$$\frac{U_B}{U_A} = \frac{C_m \times R_B}{t_r}$$

Kapacitiv överhörning vid snabba förlopp.



$$t_r \ll T_{PD} * l$$

T_{PD} = signalfördröjning för 1m ledare

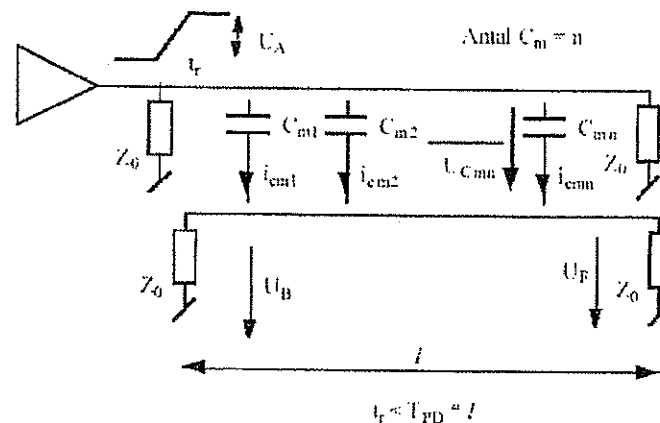
Figur 13-83 Kapacitiv överhörning, snabba förlopp

Vid snabba förlopp, d v s $t_r < T_{PD} * l$, verkar ledaren som en transmissionsledning med impedansen Z_0 . Den kapacitivt kopplade strömmen kommer då att delas i två halvor, och flyta mot var sin ände av ledaren. Den spänningsvåg som denna ström ger upphov till är.

$$U_B = Z_0 \times \frac{i_{cm}}{2} = Z_0 \times \frac{1}{2} \times C_m \times \frac{dU_{cm}}{dt} \approx Z_0 \times \frac{1}{2} \times C_m \times \frac{U_A}{t_r}$$

Denna spänningsvåg (U_B) vandrar mot var sin ände av ledaren B. Den är giltig till dess strömmen når en impedansändring t.ex vid änden av ledaren. Vid en impedansändring fås en reflektion som påverkar spänningen U_B .

Multipel kapacitiv överhörning vid snabba förlopp.



Figur 13-84 Multipel kapacitiv överhörning, snabba förlopp

Vid vissa applikationer har två signaler endast kapacitiv koppling i diskreta punkter t.ex. i don för en bakplansbuss. Kopplingen sker då endast i dessa punkter. Finns det flera kapacitanser mellan ledare så adderas bidraget från varje kopplingspunkt till störningen. Detta gäller för framåtöverhörningen och att utbredningen av signalerna i de båda ledarna går lika fort mellan kopplingspunkterna. Tillskottet blir mindre allt efter U_B ökar. Detta beror på att spänningsderivatan dU_{cm}/dt minskar.

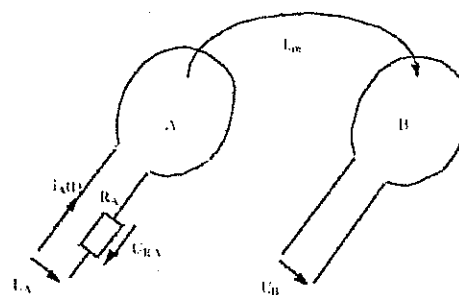
Signalen som utbreder sig bakåt (mot sändarsidan) kommer inte att adderas fullt ut, utan bilda ett pulståg med en spänningsamplitud på pulserna enligt formel på sidan innan "Kapacitiv överhörning vid snabba förlopp". Om avståndet mellan kopplingspunkterna är kort jämfört med t_r så kommer pulserna överlappa varandra och ge ett större bidrag än ett pulståg men individuella pulser.

Vid multipel koppling kan framåtöverhörningen approximeras med.

$$U_F \approx Z_0 \times \sum_n \frac{i_{cmn}}{2} = Z_0 \times \sum_n \frac{C_{mn}}{2} \times \frac{dU_{cmn}}{dt} \leq Z_0 \times \frac{C_m}{2} \times \frac{U_A}{t_r} \times n$$

Är inte ledarna terminerade i änden så fås reflektioner vid ändarna. Dessa reflektioner kopplar också kapacitivt och kan ge en högre överhörning än vad formeln ovan anger.

Induktiv överhörning.



Figur 13-85 Induktiv överhörning

Spänningsderivata i slinga a är

$$\frac{dU_A}{dt} \approx \frac{U_A}{t_r}$$

Om impedansen från induktansen i slingan a är liten jämfört med resistansen r_a så att r_a bestämmer strömmen i slingan även vid snabbt föränderlig spänning dvs $U_{RA} \approx U_A$ blir strömmen

$$i_A \approx \frac{U_A}{R_A}$$

Strömderivatan i slingan blir då

$$\frac{di_A}{dt} \approx \frac{1}{R_A} \times \frac{dU_A}{dt} \approx \frac{U_A}{R_A \times t_r}$$

Den inducerade spänningen slingan b blir

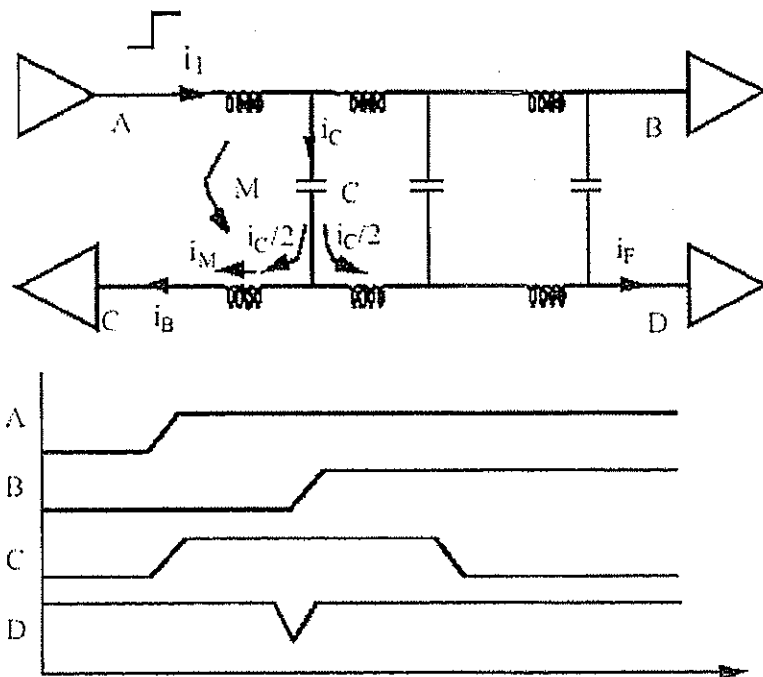
$$U_B = L_m \times \frac{di_A}{dt} \approx \frac{L_m \times U_A}{R_A \times t_r}$$

Där L_m är den ömsesidiga induktansen.

Den induktiva överhörningen blir

$$\frac{U_B}{U_A} = \frac{L_m}{R_A \times t_r}$$

Kombinerad kapacitiv och induktiv överhörning.

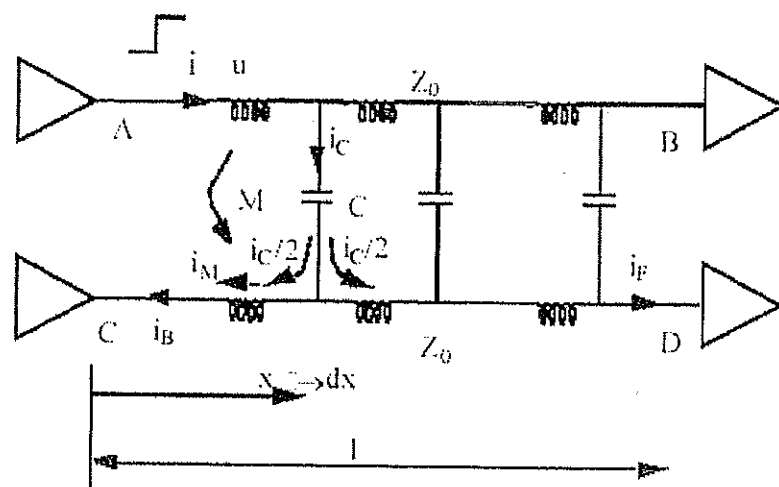


Figur 13-86 Kombinerad överhörning

Överhörning mellan ledare kommer från induktiv och kapacitiv koppling. Kopplingen ger en ström som går mot källans drivarsidan, mot punkt c, denna överhörning kallas bakåtöverhörning. Samt en ström som går mot källans mottagarsidan, mot punkt d, kallad framåtöverhörning. Hur stor överhörningen blir beror på dimensioner, avstånd, frekvenser och amplituder.

För att minska överhörningen ska man öka avståndet mellan ledarna, minska längden som ledare löper nära varandra, slöa ner flankerna på signalen, sänka amplituden på signalen, använda balanserad drivning etc.

Överhörning mellan ledare.



Figur 13-87 Överhörning mellan ledare

När en våg utbreder sig längs en ledare med en annan ledare i dess närhet induceras en spänning i den andra ledaren via den ömsesidiga induktansen L_m . Vidare kopplas en kapacitiv ström mellan ledarna via den ömsesidiga kapacitansen. Dessa två kopplande mekanismer summeras i ledaren c-d enligt figuren ovan och bildar en spänning i denna ledare.

Den ömsesidiga induktansen L_m är induktansen per längdenhet exempelvis induktans per meter. Denna inducerade spänning (dv_L) längs ett litet stycke dx av ledaren är

$$dv_L = (L_m \times dx) \left(\frac{di}{dt} \right)$$

Strömmen i bestäms utifrån spänning och impedans så att $i = \frac{u}{Z_0}$. Den inducerade spänningen kan omskrivas till

$$dv_L = \left(\frac{L_m}{Z_0} \times dx \right) \left(\frac{du}{dt} \right)$$

Denna inducerade ström är motriktad källans ström för att reducera magnetiska flödet. Den inducerade spänningen kan delas i två halvor kring mittpunkten av dx . Den ena halvan kommer att utbreda sig mot punkten c medan den andra kommer att utbreda sig mot punkten d. Summa av dessa två vågor är den inducerade spänningen dv_L . Utifrån punkten x är den spänningsvåg som utbreder sig mot punkten c positiv ($dv_L/2$) medan vågen mot punkten d är negativ ($-dv_L/2$).

Den ömsesidiga kapacitansen kommer att koppla en ström från den drivande ledaren till den andra ledaren. På samma sätt som ömsesidiga induktansen definieras denna ömsesidiga kapacitans som kapacitans per längdenhet. Den kopplade strömmen är

$$di_C = (C_m \times dx) \left(\frac{du}{dt} \right)$$

Denna ström delas i två halvor och ena halvan utbreder sig mot punkt c och den andra utbreder sig mot punkt d. Utifrån punkten x ger båda en positiv spänningsvåg. Om impedansen hos den störda ledaren också är Z_0 blir den kopplade spänningen via C_m lika med

$$dv_C = \frac{1}{2} (Z_0 C_m \times dx) \left(\frac{du}{dt} \right)$$

Mot punkten c vandrar nu en våg som består av en induktiv kopplad spänning och en kapacitivt kopplad spänning genererad från ett litet stycke av ledaren dx . Denna våg vandrar bakåt och kallas för bakåtoverhörning. Spänningen från ett litet stycke av ledaren dx blir då för bakåtoverhörningen

$$du_B = du_C + \frac{du_L}{2} = \frac{1}{2} \times \frac{dv}{dt} \left(Z_0 C_m + \frac{L_m}{Z_0} \right) dx$$

Mot punkten d vandrar också en våg bestående av den induktivt och den kapacitivt kopplade spänningarna. Dessa kopplade spänningar är motriktade mot varandra och kallas framåtöverhörning. Spänningen från ett litet stycke av ledaren dx blir då för framåtöverhörningen

$$du_F = du_C - \frac{du_L}{2} = \frac{1}{2} \times \frac{dv}{dt} \left(Z_0 C_m - \frac{L_m}{Z_0} \right) dx$$

För bakåtöverhörningen vandrar den kopplade signalen mot punkt c. Samtidigt vandrar källans signal mot b dessa två vågor har en utbredning motriktade varandra. Bakåtöverhörningen u_b blir därmed en integrering av halva kopplingen från ett litet stycke. Bakåtöverhörningen genererar en puls under den dubbla tiden i förhållande till källans koppling.

$$u_B = \frac{1}{2} \int du_B = \frac{1}{4} \times \left(Z_0 C_m + \frac{L_m}{Z_0} \right) \int \frac{du}{dt} dx$$

Nu är $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ och utbredningshastigheten $v_0 = \frac{dx}{dt} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ eller $dx = \left(\frac{1}{\sqrt{LC}} \right) dt$.

Ekvationen ovan kan omformuleras till

$$u_B = \frac{1}{4} \times \left(\frac{C_m}{C} + \frac{L_m}{L} \right) \int \frac{du}{dt} dt$$

Integrering av spänningsderivatan ger för en tid längre än derivatans utbredning i tiden en spänning lika med slutvärdet u . Bakåtöverhörningen blir då

$$u_B = \frac{1}{4} \times \left(\frac{C_m}{C} + \frac{L_m}{L} \right) u = \frac{1}{4} K_B u$$

Där

$$K_B = \left(\frac{C_m}{C} + \frac{L_m}{L} \right)$$

För framåtöverhörning vandrar den kopplade signalen mot punkten D. Eftersom källans signal och framåtöverhörningens signal vandrar med samma hastighet mot punkten B och D integreras den kopplade överhörningen under signalens utbredning från punkt A till punkt B.

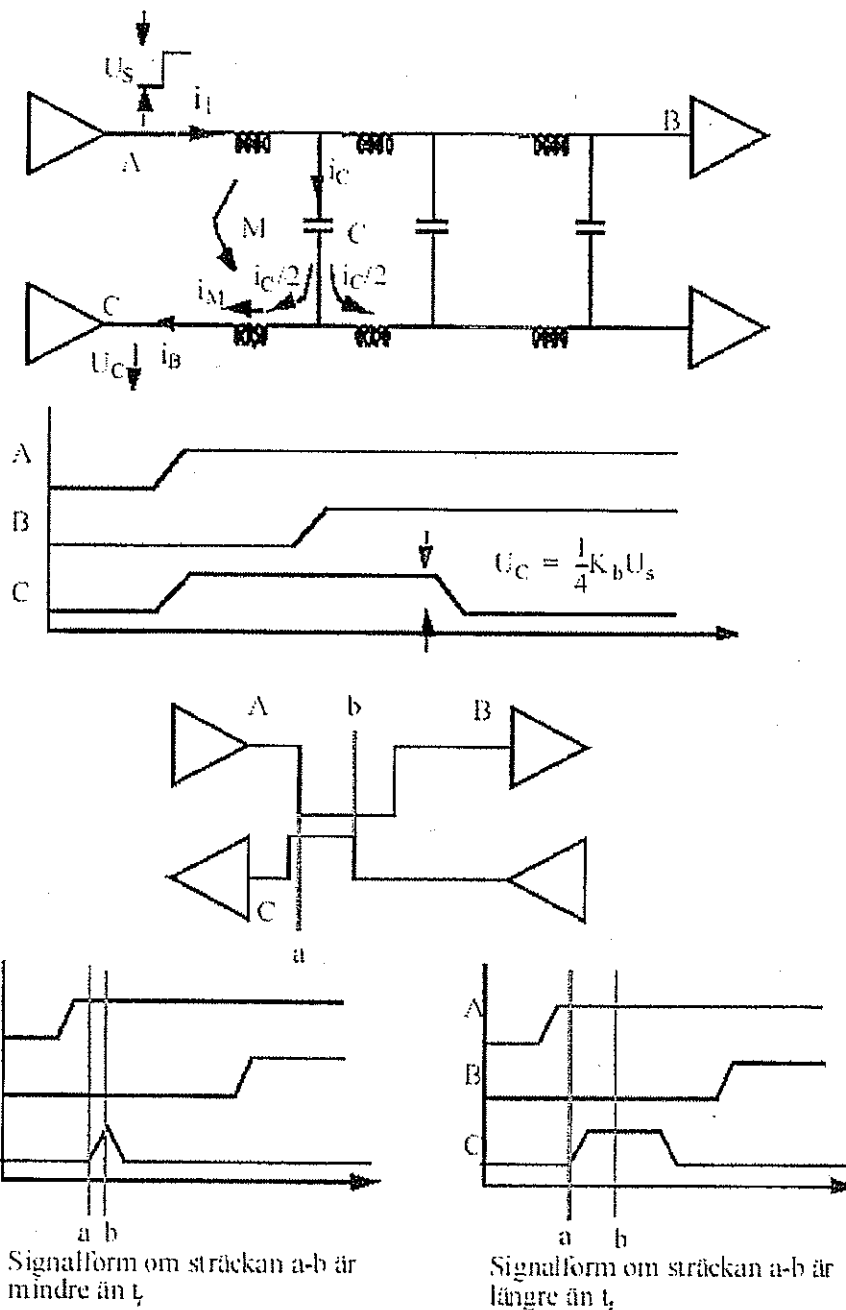
$$u_F = \int_0^l du_B = \frac{1}{2} \times \left(Z_0 C_m - \frac{L_m}{Z_0} \right) \int_0^l \frac{du}{dt} dx = \frac{1}{2} \times \frac{du}{dt} \left(Z_0 C_m - \frac{L_m}{Z_0} \right) \times l$$

$$u_F = \frac{1}{2} \times \frac{du}{dt} \left(Z_0 C_m - \frac{L_m}{Z_0} \right) l = \frac{1}{2} K_F \frac{du}{dt} l$$

Där

$$K_F = \left(Z_0 C_m - \frac{L_m}{Z_0} \right)$$

Bakåtöverhörning

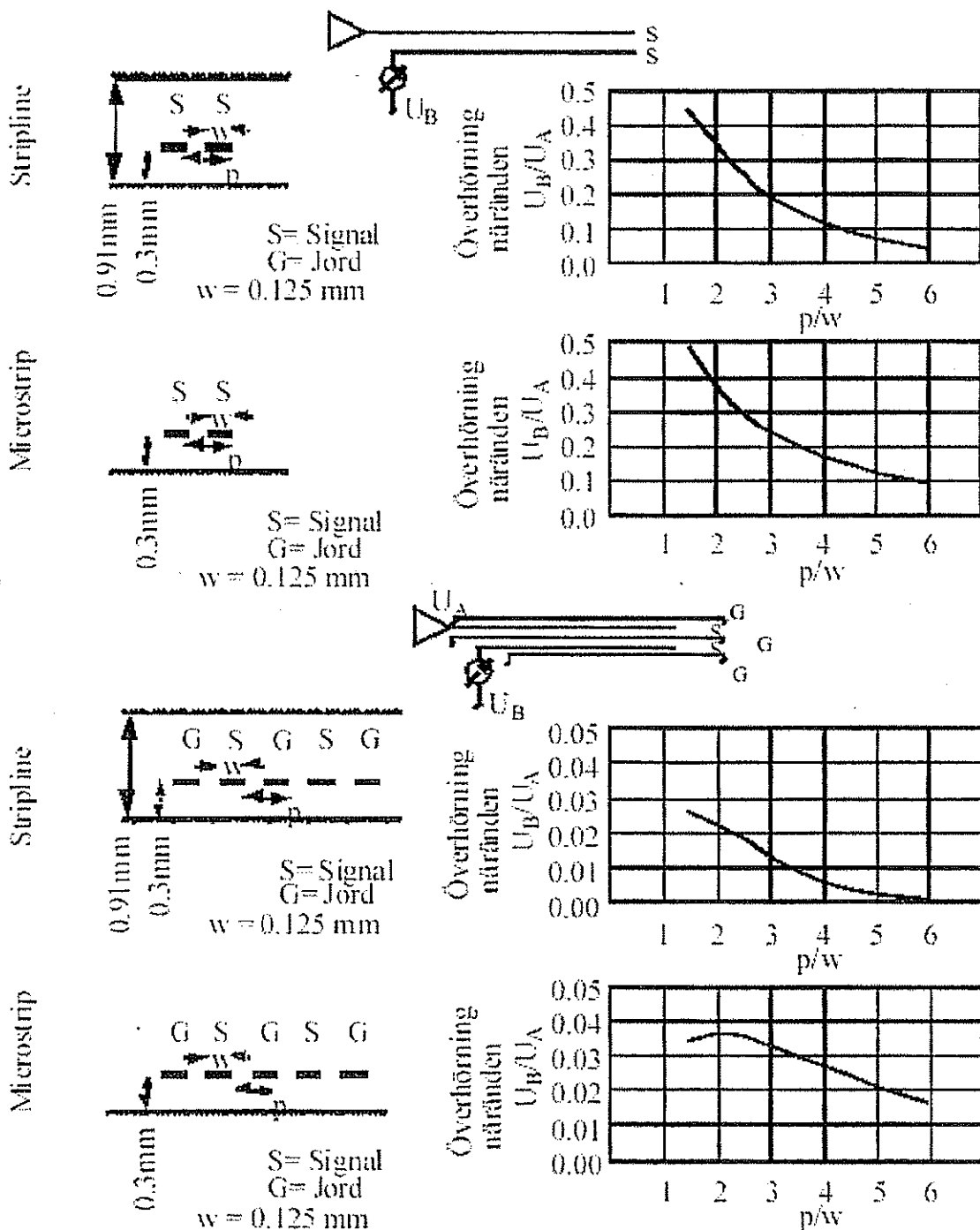


Figur 13-88 Bakåtöverhörning

Bakåtöverhörning kommer från den överhörningsström som går tillbaks mot källan. På kretskort är denna vanligen den största överhörningen. Amplituden går upp till en nivå och ligger kvar vid denna nivå under vågens utbredning. Längden på den överhörda signalen blir dubbla tiden som signalen tar för att passera området med överhörning. Om en signal tar 1 ns på sig att passera från punkt a till punkt b enligt figuren ovan så blir den överhörda signalen 2 ns lång. Det är flanken hos källsignalen som kopplar över som överhörning, så om den del av ledarna som har överhörning är kortare än stig- och falltiden så når inte överhörningen upp till den konstanta nivån. Flanken på den överhörda signalen har halva derivatan av källsignalen. Bakåtöverhörningens maximala amplitud är inte beroende av stig- och falltid, den är beroende av källans signalamplitud och kopplingen (KB) mellan de två ledarna.

På ett kretskort får man ofta en reflektion när bakåtöverhörningen når änden av ledningen. Denna reflektion kan ha en reflektionskoefficient med ett belopp på nära 1. Vid en sådan reflektion, vid punkten C i figuren ovan, vänder signalen och går mot den andra änden av ledaren. Denna vända signal ser då ut som en framtåtöverhörning.

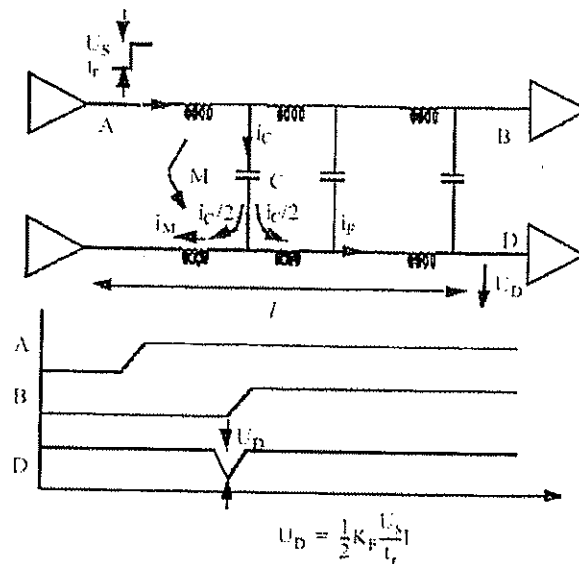
Bakåtöverhörning för mönsterkort.



Figur 13-89 Bakåtöverhörning, kretskort

Figuren ovan visar bakåtöverhörning mellan två ledare på ett mönsterkort. Överhörningen är den 'platå' (maximinivå) som signalen når upp till. U_B är mätt med öppen ledare, reflektionskoefficienten är 1. Signalen vid änden blir därmed dubbla den överhörda signalen utefter ledaren. Finns det terminering vid B så sjunker spänningen U_B då reflektionskoefficienten minskar. Exempelvis om ledaren är terminerad med ledarens karakteristiska impedans i punkten B så sjunker överhörningen till halva värdet från diagrammen ovan, till samma nivå som signalen har under sin utbredning i ledaren.

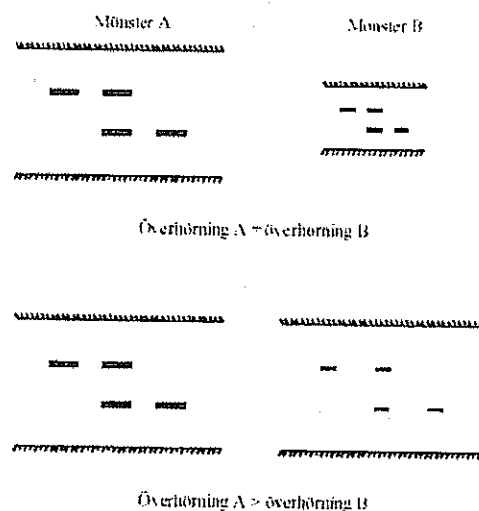
Framåtöverhörning.



Figur 13-90 Framåt överhörning

Framåtöverhörning kommer från att signalens elektriska och magnetiska fält utbreder sig i olika media t.ex i ett dielektrikum i en kabel och i luft utanför kabeln. Om signalen utbreder sig i ett homogent dielektrikum (t.ex stripline i ett mönsterkort) får man ingen framåtöverhörning. För microstrip på ett mönsterkort och kablar mm utbreder sig signalen i icke homogent dielektrikum, där får man framåtöverhörning. Framåtöverhörning växer i amplitud under den tid som överhörningen sker dvs när ledarna löper bredvid varandra. För kablar kan denna sträcka vara lång och därmed få stor framåtöverhörning. Framåtöverhörning ökar med flankhastigheten och längden som ledare löper bredvid varandra.

Överhörning $\Leftrightarrow$ skalning.



Figur 13-91 Skalning av kortet, överhörning

En linjär skalning av mönstret ger samma överhörning. Minskas enbart ledarens dimensioner så minskar överhörningen.

Avståndet till jord påverkar överhörningen. Ett stort avstånd till jord ger högre överhörning jämfört med ett litet avstånd. Detta gäller speciellt för microstrip där ledarna endast har ett jordplan.

Mönster A



Mönster B

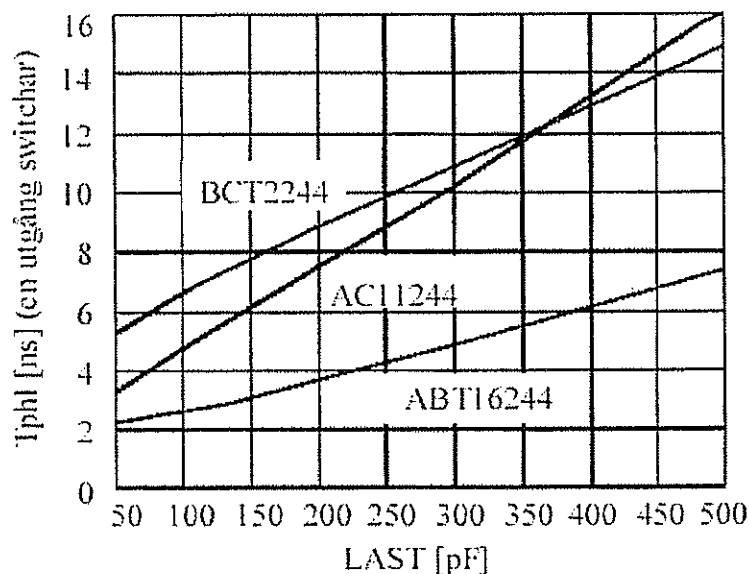


Överhörning A > överhörning B

Figur 13-92 Avstånd till jord vid överhörning

Omslagstider

Stig/falltidens lastberoende.



Figur 13-93 Stig/falltidens lastberoende

BCT2244 har 25 Ω serieresistans i en 20 pin SSOP.

AC11244 har 8 drivare i en TSOP kapsel.

ABT16244 har 16 drivare i en 48 pin SSOP.

En drivare klarar normalt inte att ladda om en lågimpediv last lika snabbt som en högimpediv last. Drivarens stig/falltid påverkas av lasten. En lågimpediv ledare behöver därför en längre tid till att omladdas, än en ledaren som är högimpediv.

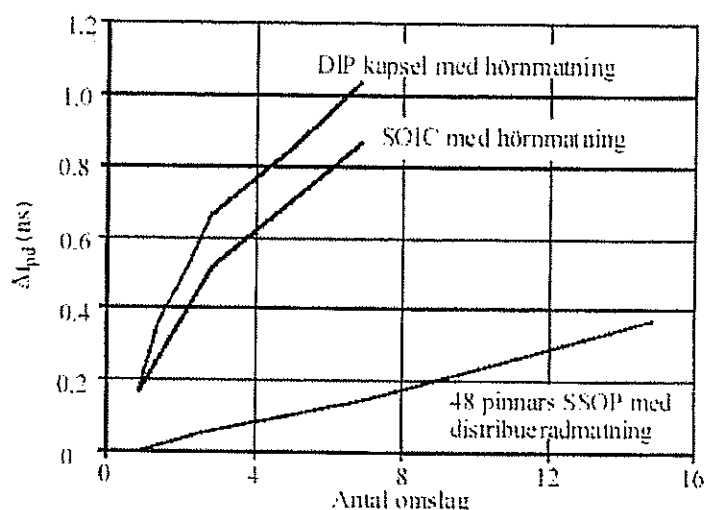
De faktorer som gör en drivare mer eller mindre känslig för last är.

Utimpedansen hos drivaren: Inre resistansen i en drivare bildar en RC länk med en kapacitiv last. Blir tidskonstanten för denna RC länk tillräckligt stor så påverkar den fördröjningen. RC-länkens fördröjning utgör en bidragande del i den totala fördröjningen.

Om en drivare inte orkar driva signalen till en nivå som mottagarna säkert kan tolka som det nya tillståndet, dvs signalen passerar omslagsnivån. Om detta händer så måste drivaren vänta till dess reflektionen av signalen kommer tillbaka till drivaren innan drivaren kan ta nästa steg mot den slutliga nivån.

Jordstuds: Den ökade lasten gör att strömmen genom kretsen ökar. De induktanser som finns i kretsen och dess matningsledningar på mönsterkortet får en hög spänning över sig. Detta gör att kretsen inte har rätta arbetsförhållanden t.ex kan matningsspänningen bli lägre. När t.ex arbetsspänningen sjunker minskar detta basströmmar in i en transistorer, följden blir att kollektorströmmen minskar, eller t.ex gatesignalen till FET transistorer styrs inte fullt ut och transistoren blir mer högresistiv. Kretsar med låg jordstuds klarar bättre att driva olika laster utan att nämnvärt påverka stig/falltid.

Kapselns påverkan på omslagstiden.



Figur 13-94 Kapsel inverkan på omslagstiden

Kapseln påverkar de elektriska egenskaperna hos en krets. En kapsel med stora jord och spänningsstudsar blir långsammare än en kapsel med låga studsar. DIP kapsel har de största studsarna medan den ymonterade SSOP med distribuerad matning har de lägsta studsarna.

Variationer i fördröjningen av en signal genom en krets försvårar möjligheten att få en konstruktions tidsbudget att gå ihop. När marginalerna minskar så utgör variationerna en allt större del av budgeten. För en kapsel med stor spridning i fördröjningen har en marginal när en signal ändras och en annan när många signaler ändras. En kapsel med liten spridning har nästan samma marginal oavsett hur många som ändras.