

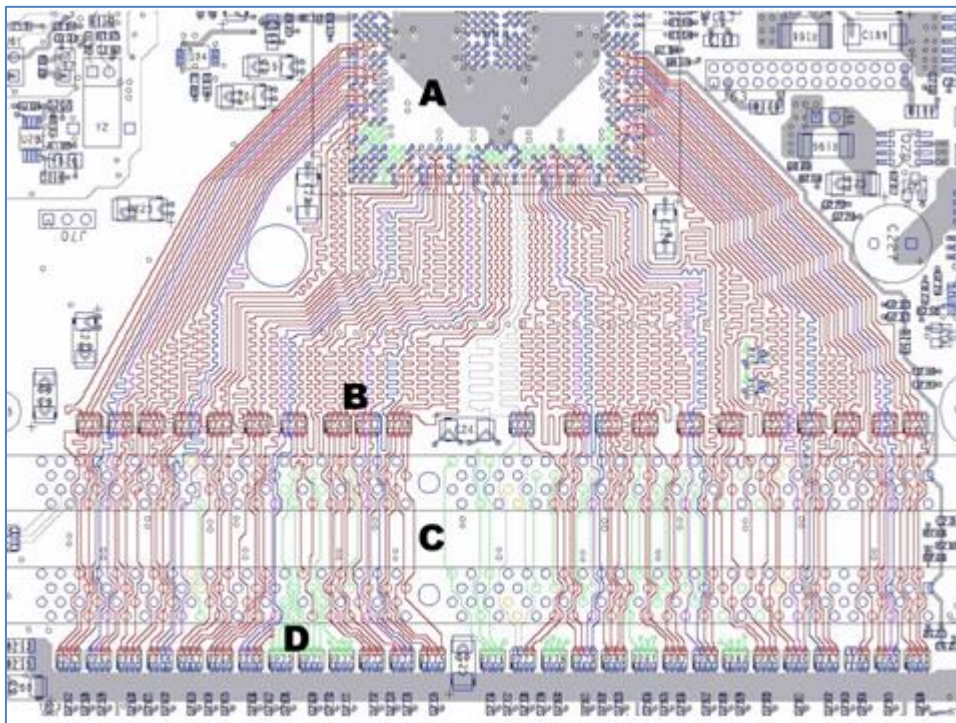
F7 – Transmission, Terminering

Kap. 13 EMC konstruktion av kretskort

- Transmissionsmodeller
- Karaktäristisk impedans
- Reflektioner och studsar
- Terminering
- Kritisk längd

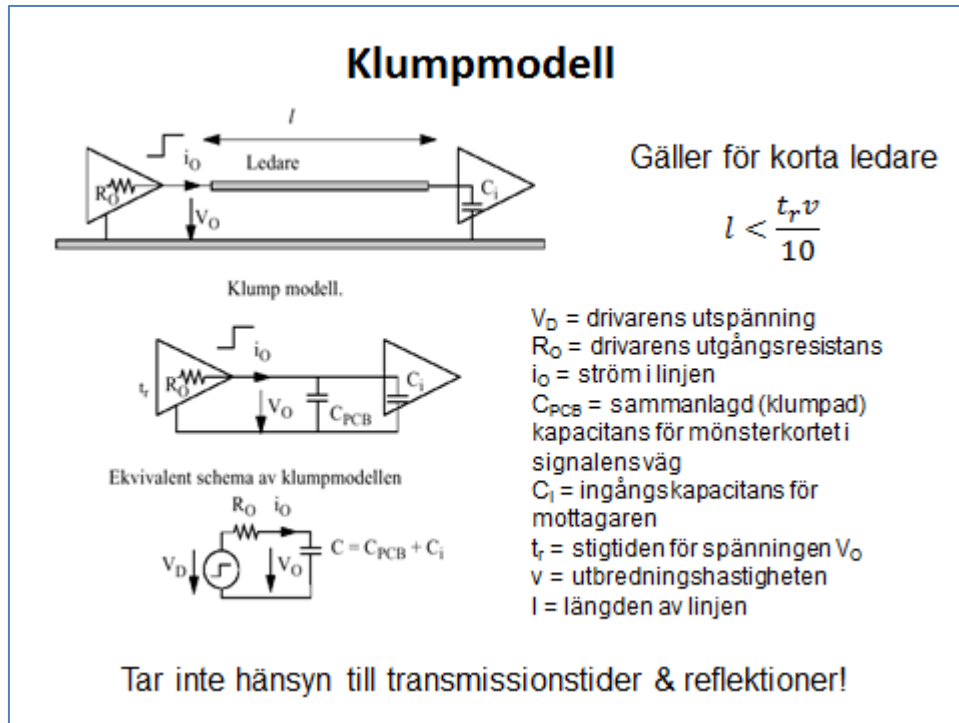
[1] Kap 13
[3] Kap 12.5-12.8
[4] Kap 4, s58-68
[5] Kap 15.3

Denna PCB-layout har optimerat längden på ledarna för att undvika skillnader i fördröjning.



En transmissionslinje för två ledare utgör i verkligheten en rad små induktanser och kapacitanser. Detta gör att en elektromagnetisk våg förflyttar sig längs transmissionslinjen med en viss fördröjning. Om linjen

är kort elektriskt, använder man en klumpmodell av den för att beräkna impedansen och utbredningshastigheten. Om linjen är elektriskt lång måste man använda transmissionsmodellen.



Exempel på en klumpmodell för en kort transmissionslinje där: V_O = drivarens utspänning, R_O = drivarens utgångsresistans, i_O = ström i linjen, C_{PCB} = sammanlagd (klumpad) kapacitans för mönsterkortet i signalens väg, C_i = ingångskapacitans för mottagaren. Det förekommer klumpmodeller med en serieinduktans men det är inte så vanligt. Vilken modell man använder beror på drivarens och lastens impedans. Modellen gäller om $l < \frac{t_r v}{10}$ där stigtiden t_r för spänningen V_O är känd, v = utbredningshastigheten, l = längden av linjen.

Om linjen är längre måste en transmissionsmodell användas, vilken också kan användas för korta linjer.

Exempel

TTL har stigitid $t_r = 5 \text{ ns}$

$v = \text{utbredningshastighet} = 1/T_0$

Ledare: "Microstrip"

Dielektrikum: $\epsilon_r = 4,2$

Formelsamling =>

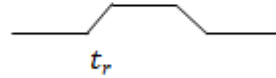
$$\Rightarrow T_0 = 3,34 * \text{SQRT}(0,47 \epsilon_r + 0,67) \text{ [ns/m]}$$

$$\Rightarrow T_0 = 5,43 \text{ ns/m}$$

$$\Rightarrow v = 1/T_0 = 0,184 * 10^9 \text{ m/s } (\sim 0,6 * c)$$

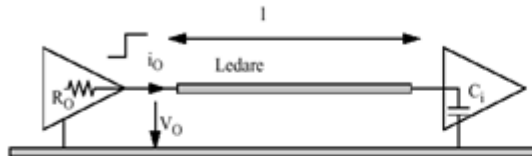
=> Man kan använda klumpmodell om

$$l < 92 \text{ mm}$$



$$l < \frac{t_r v}{10}$$

Transmissionsmodell

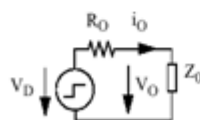


Transmissions modell



Förenklad ekvivalent schema av transmissionsmodell sedd från drivaren

$$T_D = T_0 * l$$

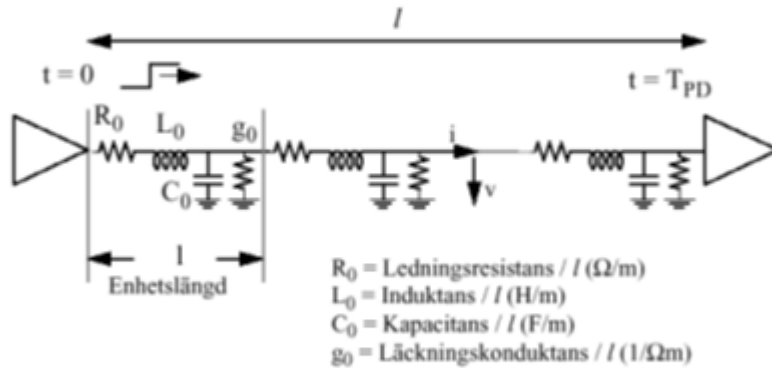


$Z_0 = \text{karaktäristisk impedans } [\Omega]$,

$T_D = \text{karaktäristisk löptid [s]}$

Transmissionsmodellen består av en karaktäristisk impedans Z_0 och en karaktäristisk löptid T_D (den senaste uträknas från signalfördörjningen per meter T_0).

Karakteristiska impedansen Z_0 i en transmissionsledning



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

Den karaktäristiska impedansen består av resistans per meter, R_0 , induktans per meter, L_0 , kapacitans mot den andra ledaren per meter, C_0 och en läckage konduktans mot den andra ledaren.

Karakteristiska impedansen hos olika ledare

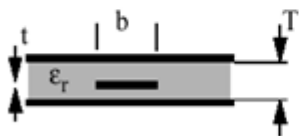
Microstrip



$$Z_0 \approx \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98h}{0.8b + t} \right) [\Omega]$$

$$T_0 \approx 3.34 \sqrt{\epsilon_{eff}} \approx 3.34 \sqrt{0.47\epsilon_r + 0.67} [ns/m]$$

Stripline

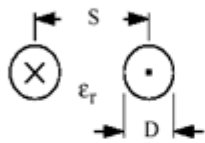


$$Z_0 \approx \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{4T}{0.67\pi(0.8b + t)} \right) [\Omega]$$

$$T_0 = 3.34 \sqrt{\epsilon_r} [ns/m]$$

Karakteristiska impedansen hos olika ledare, forts.

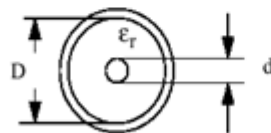
Parallella ledare



$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{S}{D} + \sqrt{\left(\frac{S}{D} \right)^2 - 1} \right) [\Omega]$$

$$T_0 = 3,34 \sqrt{\epsilon_r} [ns/m]$$

Coaxial kabel



$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{D}{d} \right) [\Omega]$$

$$T_0 = 3,34 \sqrt{\epsilon_r} [ns/m]$$

Vad som händer när signalen når lasten beror på om det finns anpassning som ovan eller inte. Om det finns anpassning utvecklas hela energin i lasten och inga störningar förekommer.

Definitioner

- När en signalkälla börjar alstra ström för att åstadkomma ett spänningsteg i lasten ser den bara Z_0 (den karakteristiska impedansen för transmissionslinjen) i första ögonblicket.
- Förlustfri transmissionslinje: $Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} [\Omega]$
- Utbredningshastighet: $v_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} [m/s]$.
- Signalfördröjningen: $T_0 = \sqrt{L_0 C_0} = \frac{1}{v_0} [s/m]$.
- Löptiden: $T_D = l T_0$, där l är längden av ledaren mellan sändare och mottagare.
- Transmissionsparametrar för olika typer av ledningar anges i tabellen och i formlersamlingen i kompendiet.

Vi har tidigare i ellära studerat en effektanpassningsteori som förenklat säger att om utimpedansen från en effektkälla är lika med belastningsimpedansen, utvecklas maximalt möjliga effekt i belastningen. Man säger att källan har anpassats till lasten.

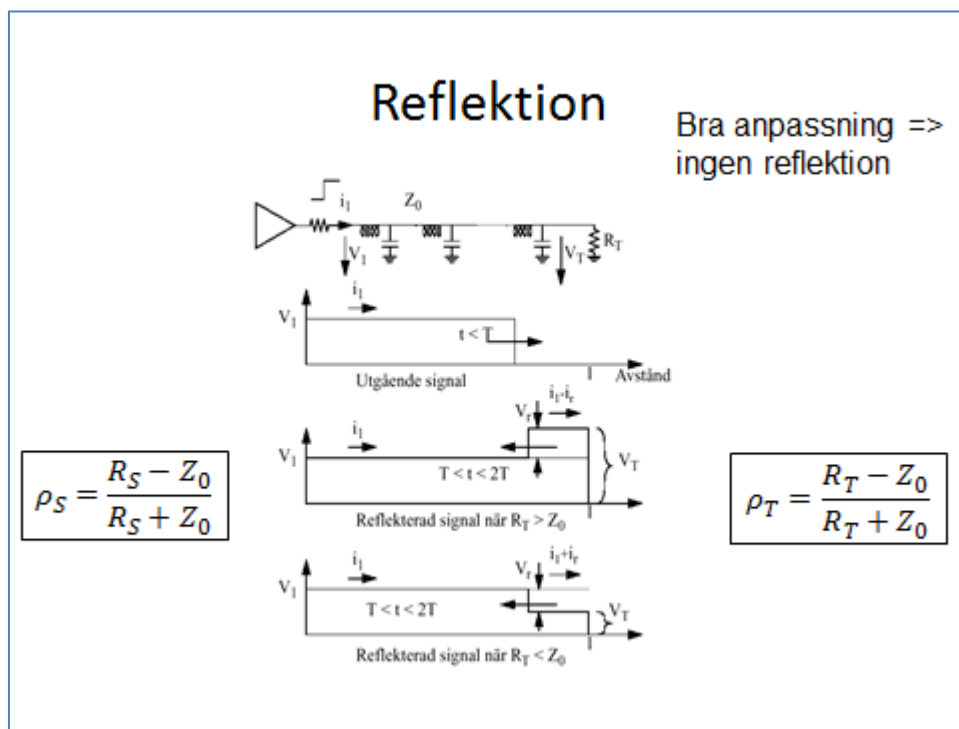
När en signalkälla börjar alstra ström för att åstadkomma ett spänningssteg i lasten ser den bara Z_0 (den karaktäristiska impedansen för transmissionslinjen) i första ögonblicket. För en förlustfri

transmissionslinje (vilket i praktiken betyder en linje med små förluster) kan man skriva att $Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$

och att utbredningshastighet är lika med $v_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}$ [m/s].

Signalfördröjningen T_0 är den tid det tar för signalen att förflytta sig 1 m: $T_0 = \sqrt{L_0 C_0} = \frac{1}{v_0}$ [s/m].

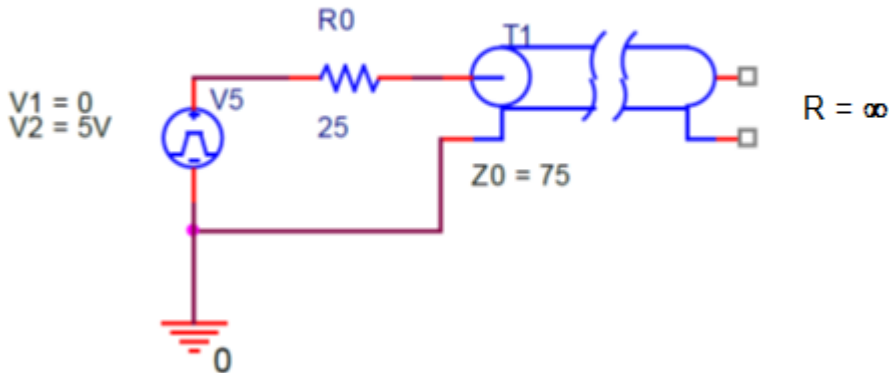
Den tid det tar för signalen att gå från sändaren till mottagaren är $T_{DP} = lT_0$, där l är längden av ledaren mellan sändare och mottagare. Storleken av transmissionsparametrar för olika typ av ledningar anges i tabellen och i formlersamlingen i kompendiet.



Om lastens impedans är annorlunda än transmissionslinjens karaktäristiska impedans uppstår det en reflektion av energi tillbaka till källan. Hur stor reflektionen blir beror på en s.k. reflektionsfaktor. På slutet av linjen är den lika med $\rho_T = \frac{R_T - Z_0}{R_T + Z_0}$ och om spänningen reflekteras och fortplantar sig mot sändaren blir reflektionen där $\rho_S = \frac{R_S - Z_0}{R_S + Z_0}$ och så vidare.

Exempel

Analysera denna koppling:



Signalen på ingången av transmissionslinje är initieellt:

$$V_{S1} = V_5 \frac{Z_0}{Z_0 + R_0} = 5 \frac{75}{75 + 25} = 3,75 \text{ V}$$

Denna spänning fortplantar sig mot transmissionslinjens slut där det uppstår en reflektion.

Reflektionskoefficienten vid linjens slut är:

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

En s.k. totalreflektion sker. Den reflekterade spänningen är

$$V_{r1} = \rho_T V_{S1} = 1,0 \times 3,75 = 3,75 \text{ [V]}.$$

Tillsammans med den infallande spänningen blir det:

$$V_{T1} = V_{S1} + V_{r1} = 3,75 + 3,75 = 7,5 \text{ [V]}.$$

Denna spänning fortsätter nu mot \$R_0\$ för att reflekteras där igen eftersom det finns missanpassning mellan \$Z_0\$ och \$R_0\$. Reflektionskoefficienten vid linjens början är

$$\rho_S = \frac{R_0 - Z_0}{R_0 + Z_0} = \frac{25 - 75}{25 + 75} = -0,5$$

Detta ger en reflektion tillbaka i linjen:

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

Och spänningen på ingången till transmissionslinje blir

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

Och denna spänning fortsätter nu mot \$R_T\$ för att reflekteras från \$R_T = \infty\$. Men observera att amplituden av reflektionen är -1,875 [V] och när denna når \$R_T\$ uppstår det

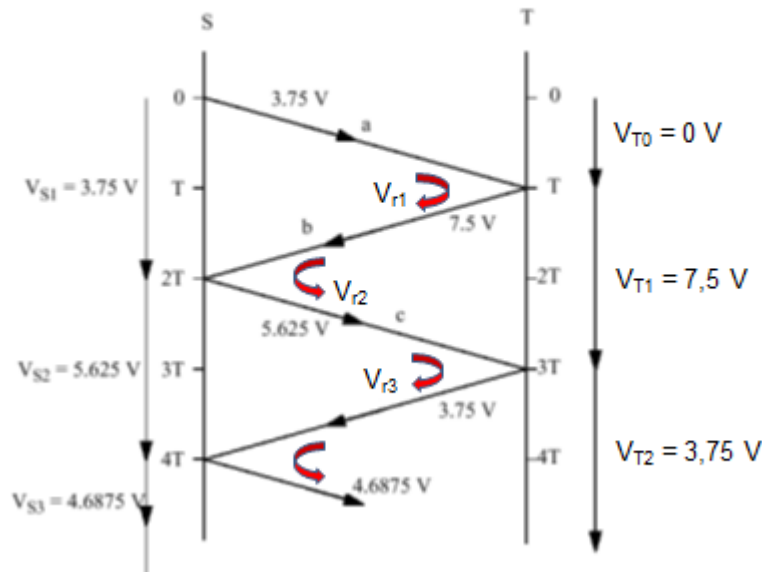
$$V_{r3} = \rho_T V_{r2} = 1 \times (-1,875) = -1,875 \text{ [V]}.$$

Spänningen vid mottagare blir då

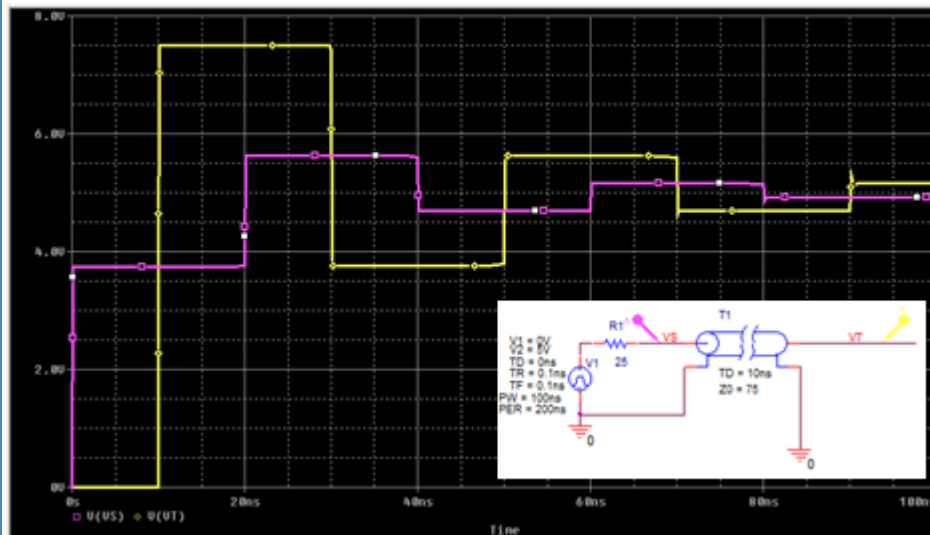
$$V_{T2} = V_{S2} + V_{r3} = 5,625 - 1,875 = 3,75 \text{ [V]}.$$

Det kommer att fortsätta tills spänningen stabiliserar sig vid 5 [V].

Beräkning av reflektion



ORCAD Simulation



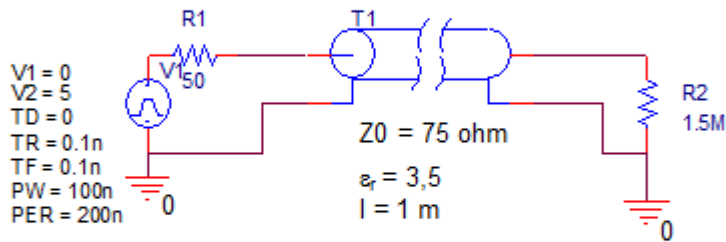
Exempel från laborationssal

Vid ett laborationstillfälle kopplas signalgeneratorns utgång direkt (med en impedans av $R_{out} = 50 \Omega$) till oscilloskopets ingång som har ingångsimpedansen $1,5 \text{ M}\Omega$. Kopplingen görs med en koaxialkabel som har vågimpedans $Z_0 = 75 \Omega$. Kabeln är 1 m lång och är fylld med teflonmassa mellan ledare och skärm som har dielektriskkonstant $\epsilon_r = 3,5$. Generator alstrar fyrkantvåg med 5 Vp-p spänning och frekvensen $f = 15 \text{ MHz}$.

Exempel 2

Funktionsgenerator

Oscilloskop



Vad är den största spänningen på oscilloskopskärmen?

Vad är spänningsvärdet på oscilloskopet efter 20 ns räknad från pulsens framflank på generatorm?

Lösningförslag:

Eftersom Z_0 , R_1 och R_2 inte är lika, uppstår det reflektioner, dels mot R_2 på $1,5M\Omega$, dels mot generators utgångsimpedans på $R_1=50\Omega$. Reflektionsfaktorerna blir:

$$\rho_T = \frac{R_T - Z_0}{R_T + Z_0} = \frac{1,5 \times 10^6 - 50}{1,5 \times 10^6 + 50} \approx 1$$

och

$$\rho_S = \frac{R_0 - Z_0}{R_0 + Z_0} = \frac{50 - 75}{50 + 75} = -0,2$$

Den pulsflank som går in i kabel vid tiden $t=0$, är ett resultat av spänningsdelning mellan utgångsresistansen R_1 och kabels vågimpedans:

$$V_{S1} = V_1 \frac{Z_0}{Z_0 + R_1} = 5 \frac{75}{75 + 50} = 3 \text{ [V]}$$

Vid första reflektionen:

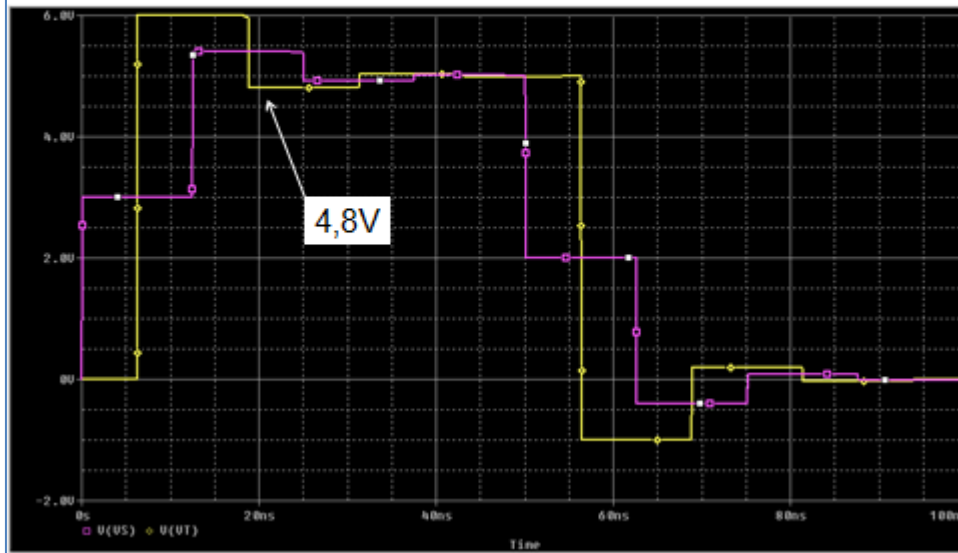
$$V_{r1} = \rho_T V_{S1} = 1 \times 3 = 3 \text{ [V]}.$$

Vid oscilloskopet (T) uppnås värdet:

$$V_{T1} = V_{S1} + V_{r1} = 3 + 3 = 6 \text{ [V]}.$$

Detta blir också det största spänningsvärde på ingången till oscilloskopet.

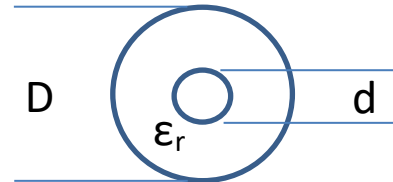
Exempel 2 simulering



För att svara på andra frågan måste vi veta hur lång tid tar det för spänningen att ta sig från generator till oscilloskopet. Vi hittar för en koaxialkabel i formelsamling att:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{D}{d}\right) \quad [\Omega]$$

$$T_0 = 3,34\sqrt{\epsilon_r} \quad [\text{ns/m}]$$



Detta ger :

$$T_0 = 3,34\sqrt{3,5} = 6,25 \quad [\text{ns/m}]$$

Och eftersom $T_0 = T_D$ för den 1 [m] långa kabeln hinner framflanken av pulsen reflekteras 3 ggr på 20 ns.

Vid andra reflektionen blir det:

$$V_{r2} = \rho_S V_{r1} = -0,2 \times 3 = -0,6 \quad [\text{V}]$$

som ger vid generatorn (S)

$$V_{S2} = V_{T1} + V_{r2} = 6 + (-0,6) = 5,4 \quad [\text{V}]$$

Och den tredje reflektionen ger:

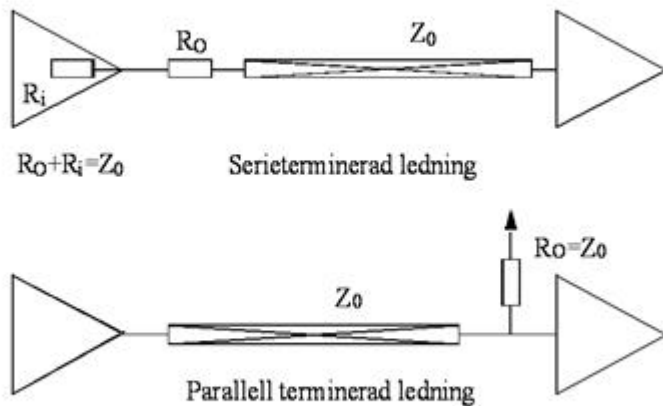
$$V_{r3} = \rho_T V_{r2} = 1 \times (-0,6) = -0,6 \quad [\text{V}]$$

som ger spänningen vid oscilloskopet

$$V_{T2} = V_{S2} + V_{r3} = 5,4 + (-0,6) = 4,8 \quad [\text{V}].$$

Svaret är att efter 20 ns (egentligen från 18,75 och till 31,25 [ns]) är spänningen 4,8 [V].

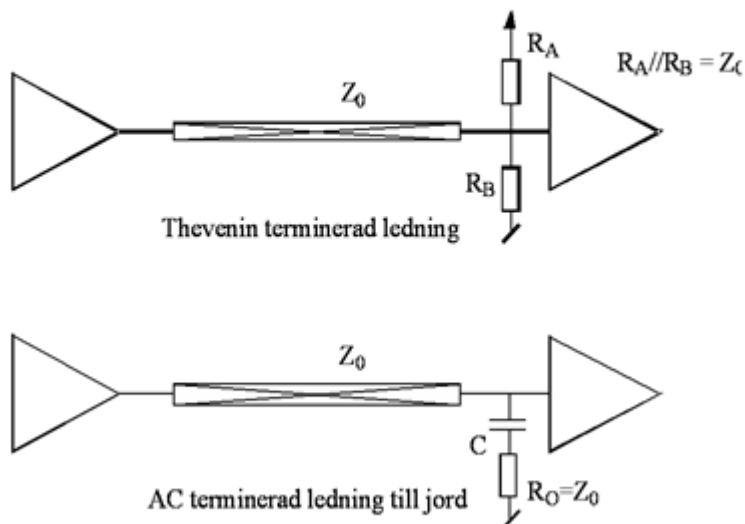
Terminering



EMC Elektronik

Eftersom det är missanpassning som är orsaken till reflektioner och störningar ter sig det naturligt att anpassa impedansen om det går. Detta kallas för terminering (troligen kommer namnet från terminal och ändrig av impedansen mellan terminaler) av mottagare och/eller sändare. Det finns några olika sätt att göra detta.

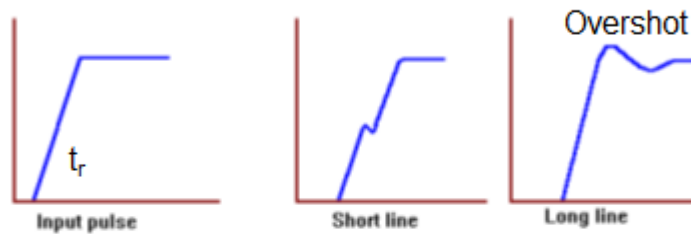
Terminering, forts.



EMC Elektronik

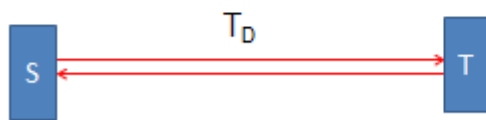
Mera om terminering, fördelar och nackdelar av olika typer kan ni läsa i Kompendiet.

Kort bana – lång bana



Over- /undershoot endast om $T_D > t_r$

$$T_D = T_0 \times l$$



$$l < \frac{t_r}{2T_0}$$

Den dubbla fördröjningen av ledningen får inte vara längre än signalens stigtid.
 l = "Kritisk längd"

Reflektioner orsakar överspänning (overshoot) och underspänning (undershoot) endast om $T_D > t_r$ eftersom drivaren slutar driva strömmen innan spänningen når mottagaren.

Om en ledare är tillräckligt kort kommer signalen fortfarande att stiga när pulsen når lasten och reflektionen blir en del av den stigande flanken.

Om ledaren är längre kommer stigningen (eller fallandet) av signalen ha avslutats innan pulsen når lasten och reflektionen kommer att märkas som en översläng eller undersläng. Se bilden! Vad man ser är reflektioner och inte ringningar.

Därför är det inte tillräckligt att säga att ledningen måste vara tillräckligt kort för att tillåta pulsen att nå lasten medan drivaren fortfarande ändrar nivå. I verkligheten måste man tillåta både pulsen och den reflekterade pulsen att färdas hela sträckan om man vill hålla under- och överslängar inom rimliga gränser (10-15%). Detta ger regeln:

Den dubbla fördröjningen av ledningen får inte vara längre än signalens stigtid.

Med denna regel kan man definiera en formel att beräkna maximala tillåtna ledningslängd till:

$$l < \frac{t_r}{2T_0}$$

, där l =max ledarlängd, t_r =stigtid, T_0 = den tid per meter det tar för signalen att gå från sändaren till mottagaren. Denna längd l kallas ofta för "kritisk längd".

"Kritisk längd" för ledarbanor hos några digitala kretsar

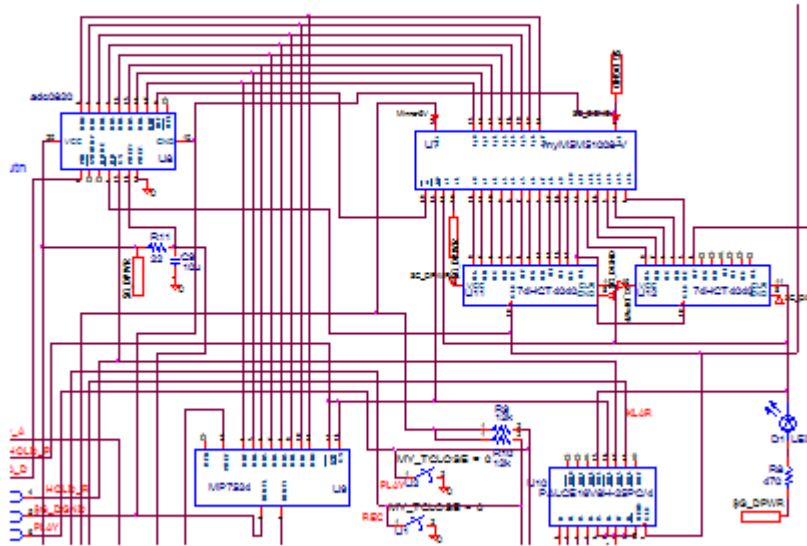
LOGIKFAMILJ	t_r [ns]	Max tillåten längd [cm] $\epsilon_r = 4.2$
S-TTL	5.0	37
10KECL	2.5	18
AS-TTL	1.9	14
F-TTL	1.2	8.9
BICMOS	0.7	5.1
10KHECL	0.7	5.1
100KECL	0.5	3.6
GaAs	0.3	2.0

LOGIKFAMILJ	t_r [ns]	Max tillåten längd [cm] $\epsilon_r = 4.2$
S-TTL	5.0	37
10KECL	2.5	18
AS-TTL	1.9	14
F-TTL	1.2	8.9
BICMOS	0.7	5.1
10KHECL	0.7	5.1
100KECL	0.5	3.6
GaAs	0.3	2.0

Man måste tänka EMC så tidigt som möjligt, egentligen redan vid schemaritning. Här har vi delat konstruktionen i en analog och en digital del. Den digitala delen stör mest och den analoga delen är mest känslig för störningar. Därför bör de separeras.

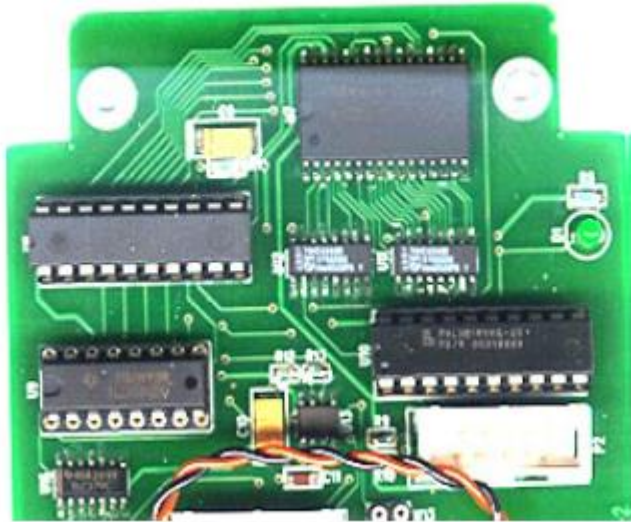
Verklig fall, signalschema

EMC Elektronik



EMC Elektronik

Verkligt fall, kretskorten



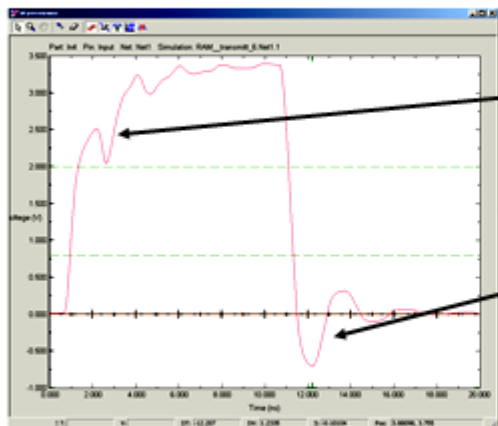
Kretskort konstruerat av studenter i Haninge.

Själva monteringen och lödningen av komponenter kan också ha betydelse. Överlagrade reflektioner kan leda till att en flank blir så distorderad att man kan få flera logiska omslag under flanken vilket naturligtvis kan ge problem vid flanktriggad logik och vid klocksignaler. Viktigare är dock att över- respektive under-shoot kan uppgå till flera volt och att kretsarna i de flesta fall endast kan acceptera 0,3 – 1V innan de går sönder.

SRAM-kretsar är normalt betydligt snabbare än vad databladen anger. Det betyder att man måste ha väldigt korta ledare mellan SRAM och DA/AD-omvandlare.

Bilden nedan visar en signal sänd från SRAM till mottagaren på en DA-omvandlare vid en ledningslängd på 125mm (ledarbredd 8mil)

RAM till DAC, 125mm



Detta orsakas av reflektion och eftersom det är i närheten av logikens omslagsnivå kan det påverka funktionen hos ett kretslopp.

Fatalt 'undershot' på ungefär 0.75V

En signal sänd från SRAM till mottagaren på DA-omvandlaren vid en ledningslängd på 125mm och ledarbredd 8 mil (= 0.2 mm)

Det första man lägger märke till är en markant 'undershot' på ungefär 0.75V. Ser man till "absoluta max ratings" på DA/AD anges att inga ingångar får utsättas för spänning lägre än 0.3V under GND. Här överskrider vi det värdet med nästan ½ Volt. Det kan få halvledarövergångar i kretsen att leda i "fel" riktning och få kretsen att gå sönder. Någon grupp hade i laborationer råkat ut för att kretsen "avlidit" hastigt och oförklarligt och det är precis vad man kan råka ut för. Man kan integrera kurvan under 0V axeln för att få fram arean vilket i det här fallet är ett mått på den energi som finns i 'undersvängen'. I det fallet simulerar man både strömmen och spänningen, multiplicerar resultatet och integrerar den resulterande kurvan för att få effekten.

Nästa fenomen är det djupa "hacket" i den stigande flanken.

Detta orsakas av reflektion och eftersom det är i närheten av logikens omslagsnivå kan det påverka funktionen hos kretsen.

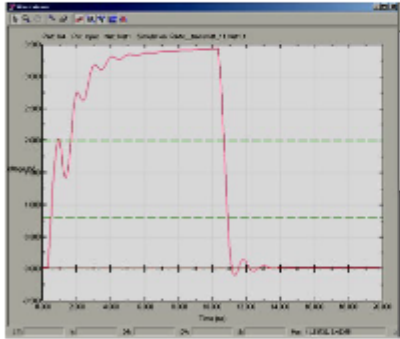
Det beror givetvis på om den stigande flanken är intressant eller inte. För klocksignaler är det ren katastrof och flank-triggade kretsar kan få falsktrigging.

Vi måste således göra något för att det här skall fungera. Genom att använda en kortare ledare hinner mottagaren ta emot signalen medan drivaren fortfarande driver transmissionslinjen.

På nästa bild har vi kortat ledarlängden från 125mm till 50mm.

RAM till DA, 50mm

En signal sänd från SRAM till mottagaren på DA-omvandlaren vid en ledningslängd på 50mm (ledarbredd 8mil)



- Underslängen är nu borta.
- Fortfarande risk för feltriggning

Här kan vi se att vi minskat undershot avsevärt och vi ligger väl inom maximum ratings för kretsarna. Vi kan således konstatera att vi skall ned i 50mm ledarlängd för att vara på säkra sidan. –En information som naturligtvis är bra att ha redan innan man placerar komponenterna.

Fortfarande ser vi dock ett rejält hack den stigande flanken. – Använder vi inte själva flanken utan läser data mitt på pulsen är detta betydelselöst.

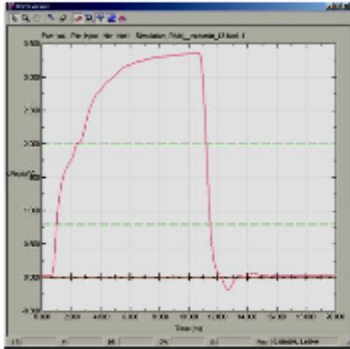
Hacket beror av att SRAMer inte kan driva tillräckligt kraftigt för att 'stå emot' den belastningsändring som uppstår när reflektionen kommer tillbaka till drivaren efter att ha reflekterats i mottagaränden.

Behöver vi åtgärda detta –eller kanske bara ha en ledare som är längre än 50mm av andra skäl, blir vi tvungna att terminera signalen för att impedansanpassa drivare, mottagare och mönsterkortsledare så att reflexer inte uppstår.

–Vilken typ av terminering som skall användas beror dels av vilken kretsteknologi man använder och dels vilka krav man har på stigtider, effektförbrukning och signalkvalitet.

Vissa typer av terminering drar ström och det är inte alltid önskvärt. Andra typer gör flankerna långsammare och ibland kan det inte accepteras.

125mm ledare men med ett seriemotstånd på 24ohm



- Impedansanpassning ger här mycket bra resultat!



Här kan vi tydligt se att såväl hacket i drivaränden som undershot har minskat till helt acceptabla värden. Att det skall vara 24ohm kan man testa sig fram till genom att använda en simulator. Om man lägger in ett seriemotstånd och sveper dess värde från 5 till 500 ohm och låter simulatören beräkna signalkvaliteten kan man hitta ett optimalt värde om man har lite tur.