



KANDIDAATINTYÖ

Nopeiden digitaalisysteemien piirilevysuunnittelun nyrkkisäännöt

Tapio Lång

Ohjaaja: Timo Rahkonen

SÄHKÖTEKNIIKAN TUTKINTO-OHJELMA

2017

Lång T. (2017) Nopeiden digitaalisysteemien piirilevysuunnittelun nyrkkisäännöt. Oulun yliopisto, sähkötekniikan tutkinto-ohjelma. Kandidaatintyö, 30 s.

TIIVISTELMÄ

Tässä kandidaatintyössä esitellään 32 nyrkkisääntöä nopeiden digitaalisysteemien piirilevysuunnittelun tueksi ja perehdytään fysikaalisiin ilmiöihin nyrkkisääntöjen taustalla. Digitaalielektronikan käyttämät logiikkatasot ovat pohjimmiltaan analogisia signaaleja, ja ne vääristyvät etenkin suurilla bittinopeuksilla ja pitkiä matkoja siirrettäessä. Signaalin vääristyminen on ongelmallista, koska todennäköisyys bittivirheiden esiintymiselle kasvaa, jolloin digitaalisen laitteen toimintakyky heikkenee tai menetetään kokonaan.

Helposti muistettavat nyrkkisäännöt ovat yksi insinöörien työkalu suunnittelun tai ongelmien ratkaisun tueksi. Nyrkkisäännöillä saadaan nopea, joskus jopa tarkka vastaus käsillä olevaan ongelmaan, jota voidaan sen jälkeen tarpeen vaatiessa tutkia tarkemmilla mutta hitaammilla ja tarkempia syöttötietoja vaativilla analyysityökaluilla.

Avainsanat: Signaalin eheys, nopeat digitaalisysteemit, piirilevysuunnittelu, nyrkkisäännöt.

Lång T. (2017) Thumb Rules for Fast Digital System Circuit Board Design. University of Oulu, Degree Program in Electrical Engineering. Bachelor's Thesis, 30 p.

ABSTRACT

This Bachelor's thesis represents 32 thumb rules to support fast digital system circuit board design and examines the physical phenomena behind these thumb rules. The binary logic levels used by digital electronics are fundamentally analogic signals, and the signals distort especially on high bit rates and when carried over long distances. Signal distortion is problematic because the probability for bit errors increases and the performance of the digital device diminishes or is lost completely.

Easily remembered thumb rules are a type of tools for engineers to help design or problem solving. By using thumb rules an engineer can develop a fast, sometimes even an accurate answer to the problem at hand. If necessary, the problem can be then examined further with analysis tools which are more accurate, but require more detailed input information.

Key words: Signal integrity, fast digital systems, circuit board design, thumb rules.

SISÄLLYSLUETTELO

TIIVISTELMÄ

ABSTRACT

SISÄLLYSLUETTELO

LYHENTEIDEN JA MERKKIEN SELITYKSET

1.	JOHDANTO	7
2.	SIGNAALIN KAISTANLEVEYS JA NOUSUAIKA.....	8
3.	RESISTANSSI.....	10
4.	INDUKTANSSI.....	12
5.	SIIRTOLINJAT	15
6.	HÄVIÖT SIIRTOLINJASSA.....	19
7.	YLIKUULUMINEN SIIRTOLINJASSA	21
8.	S-PARAMETRIT	23
9.	SÄHKÖMAGNEETTISET HÄIRIÖT	25
10.	YHTEENVETO	26
11.	LÄHTEET.....	27
12.	LIITTEET	29

LYHENTEIDEN JA MERKKIEN SELITYKSET

A	Pinta-ala (Area)
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
BW	Kaistanleveys (Bandwidth)
C	Kapasitanssi (Capacitance)
CTLE	Continuous Time Linear Equalization
dB	Desibeli (Desibel)
d	Etäisyys (Distance)
DDR	Double Data Rate
DFE	Decision Feedback Equalization
EMC	Electromagnetic Compability
EMI	Electromagnetic Interference
f	Taajuus (Frequency)
f_{bitrate}	Datakuvion kellotaajuus
f_{clk}	Kellotaajuus (Clock frequency)
FEXT	Far-end Crosstalk
FFE	Feed-forward Equalization
h	Paksuus (Height)
I	Virta (Current)
ISI	Intersymbol Interference
L	Induktanssi (Inductance)
L_{loop}	Silmukkainduktanssi (Loop inductance)
L_{return}	Paluujohtimen kokonaisinduktanssi (Return path total inductance)
l	Pituus (Length)
M	Keskinäisinduktanssi (Mutual inductance)
NEXT	Near-end Crosstalk
R	Vastus (Resistance)
R_{sq}	Neliönresistanssi (Sheet resistance)
r_{loop}	Silmukkajohtimen säde (Loop radius)
r_{wire}	Johtimen poikkisäde (Wire radius)
T	Jaksonaika (Period)
t_d	Viive (Time delay)
t_r	Nousuaika (Rise time)
t	Paksuus (Thickness)
V	Jännite (Voltage)
V_{gb}	Maapomppu (Ground bounce)
v	Nopeus (Velocity)
w	Leveys (Width)
Z_0	Ominaisimpedanssi (Characteristic impedance)
ρ	Ominaisresistanssi (Resistivity)
δ	Skin depth

σ	Konduktanssi (Conductance)
μ_0	Tyhjiön permeabiliteetti (Permeability of free space)
μ_r	Suhteellinen permeabiliteetti (Relative permeability)
ϵ_0	Tyhjiön permittiivisyys (Permittivity of free space)
ϵ_r	Suhteellinen permittiivisyys (Relative permittivity)
inch	Tuuma
mil	Tuuman tuhannesosa

1. JOHDANTO

Idea tähän kandidaatintyöhön tuli Eric Bogatinin EDN-lehden verkkopalveluun kirjoittamasta juttusarjasta, jonka aiheena oli nopeiden digitaalisysteemien piirilevysuunnittelun nyrkkisäännöt signaalin eheyden parantamisen näkökulmasta. Tässä kandidaatintyössä käydään läpi kaikki juttusarjan 32 nyrkkisääntöä, ja perehdytään hieman ilmiöihin nyrkkisääntöjen taustalla. Nyrkkisäännöt löytyvät tämän työn liitteistä. Lisäksi säännöt käsitellään tässä työssä eri järjestyksessä kuin EDN:n juttusarjassa, jotta säännöt tulisi käsitellyksi luontevammin aihepiireittäin. Valtaosa Eric Bogatinin EDN:ään kirjoittamista nyrkkisäännöistä on suoraan peräisin hänen kirjoittamastaan kirjasta "Signal and Power Integrity - Simplified", mikä käsittää yhteensä 100 nyrkkisääntöä piirilevysuunnittelun tueksi. Nyrkkisääntöjen käsittelyjärjestys tässä työssä mukaileekin pääosin kirjasta löytyvää johdonmukaista esittämisjärjestystä.

Eric Bogatin luokittelee insinöörien analyysityökalut kolmeen luokkaan työkalujen antaman tarkkuuden ja työkalujen käyttämiseen tarvittavan vaivan mukaan: nyrkkisääntöihin, analyyttisiin approksimaatioihin ja numeerisiin simulointeihin. Siinä missä nyrkkisäännöillä saa nopean, joskin harvoin aivan tarkan tuloksen, simuloinneilla voi saada tarkkoja tuloksia, mutta simulaation valmistelu ja suoritus voivat viedä paljon aikaa ja simulaatio-ohjelmisto voi olla kallis ja perehdytystä vaativa. Työkalun valinnan tulisikin perustua siihen, kuinka tarkka vastaus tarvitaan, ja kuinka paljon sen eteen voidaan investoida. Helposti muistettavien nyrkkisääntöjen tulisi kuulua jokaisen insinöörin työkaluihin, kun tarvitaan nopeita vastauksia.

2. SIGNAALIN KAISTANLEVEYS JA NOUSUAIKA

Kanttiaaltosignaalin kaistanleveydellä ja nousuajalla on yhteys, ja toista parametria voidaan approksimoida, kun toinen parametri tiedetään. Ensimmäinen nyrkkisääntö on kaava (2-1), missä BW on signaalin korkeimman merkittävän sinikomponentin taajuus gigahertseinä, kun t_r on signaalin 10-90 % nousuaika nanosekunteina.

$$BW[GHz] = \frac{0,35}{t_r[ns]} \quad (2-1)$$

Reaalisen kanttiaallon voidaan ajatella koostuvan perustaajuisesta siniaallosta, ja siihen summautuneista parittomista harmonisista monikerroista. Jokaista lisättyä paritonta harmonista monikertaa kohden summautuneen aallon muoto muistuttaa yhä enemmän ideaalista kanttiaaltoa, ja kanttiaallon nousuaika lyhenee [1 s. 58].

Harmonisten monikertojen amplitudi vaimenee taajuuden kasvaessa, ja epäideaalisella kanttiaallolla harmoniset vaimenevat voimakkaammin, kuin ideaalisen kanttiaallon harmoniset taajuudet. Kanttiaallon taajuuskomponentti luokitellaan merkittäväksi, jos sen amplitudi on yli 70 % ideaalisen kanttiaallon vastaavan taajuuskomponentin amplitudista. Kun harmoninen taajuus ei ole merkittävä, sillä ei ole merkittävää vaikutusta nousuajan lyhenemiseen. [1 s. 64-65]

Toinen nyrkkisääntö perustuu kaavan (2-1) käyttöön, ja se mahdollistaa signaalin kaistanleveyden arvioimisen, kun tiedetään signaalin kellotaajuus f_{clk} . Kellotaajuus ei kuitenkaan ole se tekijä, joka määrittää signaalin kaistanleveyden, vaan sen nousuaika. Sillä voi olla olemassa kaksi saman kellotaajuuden omaavaa täysin erilaista signaalia, esimerkiksi sini- ja kanttiaaltosignaalit, joilla kuitenkin on eri pituiset nousuajat, ja siten myös kaistanleveydet. Ei siis riitä, että tiedetään signaalin kellotaajuus, vaan on myös tehtävä oletus siitä, mikä signaalin nousuaika on suhteessa jaksonaikaan. [1 s. 68]

Yhtälössä (2-2) on johdettu 2. nyrkkisäännön kaava (2-3) sillä olettamuksella, että signaalin nousuaika on 7 % signaalin jaksonajasta T , mikä on tyypillinen nousuaika useille mikroprosessoripohjaisille piireille ja piiriväyliä ajaville ASICeille. Useille järjestelmille 7 % nousuaika on liian lyhyt, mutta on parempi yliarvioida signaalin kaistanleveys, kuin aliarvioida se. [1 s. 69]

$$BW = \frac{0,35}{t_r} = \frac{0,35}{0,07 * T} = \frac{0,35}{0,07} f_{clk} = 5 * f_{clk} \quad (2-2)$$

$$BW = 5 * f_{clk} \quad (2-3)$$

Binäärisen datasiignaalin kaistanleveys voidaan approksimoida 11. nyrkkisäännön avulla. Kaistanleveys on suurimmillaan silloin, kun signaali muuttaa arvoaan loogisen 1:n ja 0:n välillä jokaisessa mahdollisessa tilanteessa, eli datakuvio on 10101010, mikä vastaa kellosignaalia jaettuna kahdella. Jos dataväylää ohjataan DDR-tekniikalla, eli signaali muuttaa arvoaan väylää ohjaavan kellon sekä nousevalla, että laskevalla reunalla, jokaista kellojaksoa kohden esiintyy kaksi bittiä. Silloin datakuvion kellotaajuudeksi $f_{bitrate}$ tulee puolet väylän bittinopeudesta (yhtälö 2-4). [2]

$$f_{bitrate} = \frac{1}{2} * bitrate \quad (2-4)$$

Kun yhtälö (2-4) sijoitetaan yhtälöön (2-3) oletuksella että signaalin nousuaika on 7 % signaalin jaksonajasta, saadaan datasiignaalin kaistanleveydeksi väylän tulossa (BW_{tx}) kaava (2-5).

$$BW_{tx} = 2,5 * bitrate \quad (2-5)$$

Väylässä, kuten häviöllisessä kanavassa yleensä, signaalin nousuaika kasvaa taajuudesta riippuvien häviöiden takia. Korkeat taajuudet vaimenevat matalia taajuuksia enemmän, ja karkeasti arvioiden signaalin taajuudet heikkenevät yleensä 3 dB jokaista fundamentaalitaajuuden harmonista kohden. Siten jos itse perustaajuus, eli 1. harmoninen, heikkenee kanavassa 3 dB, ja 3. harmoninen jo 9 dB, jolloin sen vaikutus ei ole enää merkittävä. [2]

Häviöllisestä kanavasta kulkee läpi siis lähinnä ainoastaan signaalin perustaajuus. Kanavassa kulkevan datasiignaalin kaistanleveys kaventuu, jolloin väylän lähdössä kaistanleveys BW_{rx} on enää datakuvion kellotaajuus, eli kaava (2-6).

$$BW_{rx} = f_{bitrate} = \frac{1}{2} * bitrate \quad (2-6)$$

3. RESISTANSSI

Homogeenisen ja koko pituudeltaan poikkipinta-alaltaan vakiokokoisien johtimien resistanssia R voidaan approksimoida kaavalla (3-1), missä ρ on johtimen materiaalin ominaisresistanssi, l johtimen pituus, ja A johtimen poikkipinta-ala. Tällaisia johtimia ovat esimerkiksi bondauslangat ja piirilevyjen signaalijohtimet. [1 s. 115-116]

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (3-1)$$

Ominaisresistanssi on jokaiselle aineelle yksilöllinen ominaisuus, mikä kuvaa virran kokemaa vastusta kyseisessä aineessa. Vaikka ominaisresistanssi on aineelle yksilöllinen, se voi vaihdella jopa 50 % useilla johdemateriaaleilla riippuen johtimen valmistusmenetelmästä. Mitä huokoisempaa johdetta valmistusmenetelmä tuottaa, sitä suurempi ominaisresistanssi on. Lisäksi lämpötila vaikuttaa ominaisresistanssiin. [1 s. 118]

Kun koko pituudeltaan poikkipinta-alaltaan yhtenäisen signaalijohtimen poikkipinta-ala lausutaan johtimen leveyden w ja paksuuden t avulla (3-2), ja sijoitetaan tulos kaavaan (3-1), saadaan yhtälö (3-3).

$$A = w * t \quad (3-2)$$

$$R = \frac{\rho}{t} * \frac{l}{w} \quad (3-3)$$

Erikoistapauksessa, jossa johdin on neliön muotoinen, eli sen pituus ja leveys ovat yhtä pitkiä, saadaan yhden johdinmateriaalin neliön resistanssiksi, eli neliöresistanssiksi R_{sq} kaava (3-4).

$$R_{sq} = \frac{\rho}{t} \quad (3-4)$$

Sääntö 13, eli 1 unssin (neliöjalan pinta-alalle levitetyn) kuparikerroksen neliöresistanssi voidaan määrittää kaavan (3-4) avulla. Kuparin ominaisresistanssi 20 °C lämpötilassa on 1,72 $\mu\Omega \cdot \text{cm}$, ja 1 unssin kuparikerroksen paksuus on 34 μm [3]. Neliöresistanssiksi saadaan noin 0,5 m Ω /neliö (3-5).

$$R_{sq} = \frac{1,72 \mu\Omega \cdot \text{cm}}{34 \mu\text{m}} = \frac{1,72 \mu\Omega \cdot \text{cm}}{0,0034 \text{ cm}} = 0,5 \text{ m}\Omega/\text{square} \quad (3-5)$$

Kun kaava (3-4) sijoitetaan kaavaan (3-3), johtimen resistanssi voidaan määrittää neliöresistanssin (joka on valmistusprosessin ominaisuus), ja pituuden ja leveyden avulla (jotka ovat piirikuvion ominaisuuksia) (3-6).

$$R = R_{sq} * \frac{l}{w} \quad (3-6)$$

Jos johdin jaetaan koko pituudeltaan saman kokoiseihin neliöihin, joiden sivun pituus on yhtä suuri kuin johtimen leveys, johtimen resistanssi voidaan määrittää neliöresistanssin ja neliöiden lukumäärän n avulla, kuten kaavassa (3-7) [1 s. 121].

$$R = R_{sq} * n \quad (3-7)$$

Säännöllä 14 voidaan siis arvioida 0,5 unssin signaalijohtimen resistanssia kaavalla $1 \text{ m}\Omega/\text{neliö} * \text{johtimesta koostuvien neliöiden lukumäärä}$.

Tyypillisiä unssimääriä piirilevyillä ovat 0,5-2,0 unssia. Tehoelektronikassa virrat ovat suurempia, jolloin käytetään myös suurempia unssimääriä.

4. INDUKTANSSI

Sähkövirta muodostaa ympärilleen magneettikentän, mikä kiertää virtajohdinta ns. oikean käden säännön suuntaisesti. Muodostettu magneettikenttä on vahvimmillaan lähellä johdinta, ja heikkenee siirryttäessä kauemmas johtimesta. Induktanssi on määritelmä siitä, kuinka tehokkaasti johdin muodostaa magneettikenttiä suhteessa sen läpi kulkevaan virtaan. Johtimella on induktanssi, kulkipa sen läpi virtaa tai ei. [1 s. 155]

Induktanssi on seurausta johtimen ja muiden sen lähiympäristössä sijaitsevien johtimien geometriasta. Induktanssi suurenee johtimen pituuden kasvaessa, mutta toisaalta pienenee johtimen poikkipinta-alan kasvaessa. Induktanssi suurenee, jos johdin tai sitä ympäröivä väliaine on muodostettu ferromagneettisista aineista (raudasta, nikkelistä tai koboltista), tai ferromagneettisia aineita sisältävistä seoksista. [1 s. 153-155]

Muut läheiset sähkövirrat vaikuttavat johdinta ympäröivään magneettikenttään. Kuvitellaan kaksi johdinta A ja B, jotka sijaitsevat lähellä toisiaan, ja kulkevat toisiinsa nähden yhteensuuntaisesti. Johtimessa A kulkeva virta luo ympärilleen magneettikentän, mitä kutsutaan itseisinduktanssiksi. Myös johtimella B on oma itseisinduktanssi, mikä vaikuttaa johtimelle A saakka, ja tätä vuorovaikutusta kutsutaan keskinäisinduktanssiksi. Johtimen kokonaisinduktanssi muodostuu sen omasta itseisinduktanssista ja muiden johdinten aiheuttamasta keskinäisinduktanssista. Vastaavasti myös johdin A vaikuttaa johtimeen B omalla keskinäisinduktanssillaan.

Myös virtojen suunnilla on merkitystä. Jos johdinten virrat kulkevat samaan suuntaan, myös johtimien luomat magneettikentät ovat samansuuntaisia, jolloin johdinten osittaisinduktanssit kasvattavat johdinten kokonaisinduktansseja. Jos virrat ovat vastakkaisuuntaisia, esimerkiksi jos johtimet ovat osa samaa virtasilmukkaa, niiden luomat magneettikentät ovat vastakkaisuuntaisia, ja johdinten osittaisinduktanssit laskevat johdinten kokonaisinduktansseja. [1 s. 157]

Silmukkainduktanssilla tarkoitetaan virtasilmukan itseisinduktanssia. Jos ympyrän muotoisen johdinsilmukan säde on hyvin suuri verrattuna johtimen halkaisijaan, silmukkainduktanssia L_{loop} voidaan arvioida kaavan (4-1) avulla, missä μ_o on tyhjiön permeabiliteetti, r_{loop} silmukan säde ja r_{wire} johtimen säde [4].

$$L_{loop} = \mu_o r_{loop} \left(\ln \left(\frac{8r_{loop}}{r_{wire}} \right) - 2 \right) \quad (4-1)$$

Lasketaan silmukkainduktanssi, kun silmukan säde on 1 tuuma, ja johtimen poikkisäde 10 milsiä:

$$L_{loop} = 4\pi * 10^{-7} \frac{H}{m} * 1 \text{ inch} \left(\ln \left(\frac{8 * 1 \text{ inch}}{10 \text{ mil}} \right) - 2 \right) = 149,5 \text{ nH}$$

Yhden tuuman säteellä silmukan pituudeksi tulee 6,28 tuumaa. Säännöllä 15 voidaan arvioida ympyrän muotoisen johtimen silmukkainduktanssia. Silmukkainduktanssi on noin 25 nH jokaista tuumaa silmukan ympärysmittaa kohden, tai 10 nH jokaista senttimetriä kohden.

Kahden pitkän johtimen, joiden leveys w on hyvin suuri verrattuna niiden välisen dielektrisen materiaalin paksuuteen h , silmukkainduktanssia voidaan arvioida kaavalla (4-2) [1 s. 183].

$$L_{loop} = \mu_o h \frac{l}{w} \quad (4-2)$$

Sääntö 16 käsittelee kahden johdintason muodostamaa silmukkainduktanssia, oletuksella että virtajakauma on tasoissa yhtenäinen. Jos johdintaso jaetaan neliöihin, joiden sivu on yhtä suuri kuin niiden leveys w , kaava (4-2) sievenee muotoon (4-3), missä n on neliöiden lukumäärä.

$$L_{loop} = \mu_o h n \quad (4-3)$$

Siten neliön muotoisen johdintason silmukkainduktanssiksi tulee 32 pH jokaista milsiä dielektrisen materiaalin paksuutta kohden, tai 1,25 pH jokaista mikrometriä kohden (4-4).

$$L_{loop} = 32 \frac{pH}{mil} * h [mil] = 1,25 \frac{pH}{\mu m} * h [\mu m] \quad (4-4)$$

Sääntö 7 koskee sellaisen johtimen kokonaisinduktanssin arviointia, mikä on osa kahden tasaisen ja identtisen johtimen muodostaman virtasilmukkaa. Jos johdinten leveys on samaa luokkaa niiden välisen etäisyyden kanssa, johtimen kokonaisinduktanssi on noin 10 nH johtimen pituuden jokaista tuumaa kohti, tai 25 nH jokaista senttimetriä kohden. [5]

Johtimen aiheuttaman magneettikentän voimakkuus riippuu siis sekä sen itseisinduktanssista, että johtimen läpi kulkevasta virrasta. Koska johtimen itseisinduktanssi on vakio, sen aiheuttama magneettikenttä muuttuu vain, kun johtimessa kulkeva virta muuttuu.

Kun magneettikenttä muuttuu johtimen ympärillä, se aiheuttaa jännitteen johtimen päiden välille. Indusoituneen jännitteen suuruus riippuu magneettikentän voimakkuuden muutosnopeudesta, eli johtimen kokonaisinduktanssista ja virran muutosnopeudesta kaavan (4-5) mukaan. [1 s. 159]

$$V = L \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (4-5)$$

Koska johtimen ympärillä oleva magneettikenttä muodostuu johtimen itseisinduktanssista, ja muiden johtimien aiheuttamasta keskinäisinduktanssista, yhdessä johtimessa tapahtuva virran muutos indusoi toisissa johtimissa häiriöjännitteen niiden keskinäisinduktanssien M kautta (kaava 4-6) [1 s. 160-161].

$$V_{noise} = M \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (4-6)$$

Sääntö 8 koskee virtamuutosten aiheuttaman maapompun V_{gb} suuruuden arviointia hiljaisessa paluujohtimessa (kaava 4-7, missä L_{return} on paluujohtimen kokonaisinduktanssi). Kun kaava (4-8), missä n on yhtä aikaa tilaansa muuttavien signaalijohtimien lukumäärä, ja kaava (4-9) sijoitetaan kaavaan (4-7), saadaan kaava (4-10):

$$V_{gb} = L_{return} \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (4-7)$$

$$\Delta I = n \frac{V_{signal}}{Z_0} \quad (4-8)$$

$$\Delta t = t_r \quad (4-9)$$

$$V_{gb} = L_{return} \frac{V_{signal}}{Z_0 t_r} * n \quad (4-10)$$

Jos Z_0 on 50Ω , kaava (4-10) voidaan johtaa muotoon (4-11). Maapompun suuruus on 2 % häiritsevän signaalin amplitudista per yhtä aikaa tilaansa muuttavien signaalien lukumäärä per paluujohtimen kokonaisinduktanssi jaettuna häiritsevän signaalin nousuajalla.

$$\frac{V_{gb}}{V_{signal}} = 2 \% \frac{L_{return}}{t_r} * n \quad (4-11)$$

Aiemmissä säännöissä on tehty oletuksia, että johtimen poikkileikkauksen virtajakauma on tasainen. Se pitääkin paikkaansa tasavirralla, jolloin impedanssi on puhtaasti resistiivinen, ja virta pyrkii levittäytymään mahdollisimman tasaisesti resistiivisten häviöiden minimoimiseksi. Vaihtovirralla virtajakauma ei kuitenkaan ole enää tasainen, vaan taajuuden kasvaessa virtajakauma alkaa siirtyä johtimen keskustasta sen reunoille. Tätä ilmiötä kutsutaan skin-efektiksi.

Johtimen sisälläkin on magneettikenttä, ja se on voimakkaammillaan johtimen keskustassa. Virta muodostuu sini-aalloista, ja jokainen virran taajuuskomponentti pyrkii etenemään kaikista matalaimpedanssisinta reittiä. Taajuuden kasvaessa induktanssin osuus kokonaisimpedanssista kasvaa, ja virtaa alkaa kulkea enemmän johtimen reunoilla siitä huolimatta, että resistiiviset häviöt kasvavat virran pakkaantuessa tiiviimmäksi. Reunoilla on kuitenkin pienimmät induktiiviset häviöt, ja virran korkeimmat taajuuskomponentit siirtyvät sinne ensimmäisenä. Lisäksi virtaa keskittyy hieman enemmän sen paluujohtimen puoleiselle reunalle, sillä paluujohtimen osittaisinduktanssi on voimakkaammillaan lähempänä paluujohdinta. [1 s. 193-195, 197]

Sääntö 4 koskee skin depthin paksuuden arviointia taajuuden funktiona. Skin depth δ riippuu kaavan (4-12) mukaan johtimen konduktanssista σ , tyhjiön permeabiliteetistä μ_0 ja johtimen suhteellisesta permeabiliteetistä μ_r ja virran taajuudesta f .

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\delta \pi \mu_0 \mu_r f}} \quad (4-12)$$

Kuparilla suhteellinen permeabiliteetti on 1. Kun vakiot on sijoitettu, tulokseksi tulee (4-13), eli kuparijohtimen skin depth 1 GHz taajuudella on 2 mikrometriä, ja se on kääntäen verrannollinen taajuuden neliöjuureen.

$$\delta = 2,13 \mu m \sqrt{\frac{1}{f [\text{GHz}]}} \quad (4-13)$$

5. SIIRTOLINJAT

Siirtolinjaksi kutsutaan kahta johdinta, joilla on pituus. Siirtolinja kuljettaa signaalia kahden eri pisteen välillä. Johtimet eritellään signaalijohtimeksi ja paluujohtimeksi. Siirtolinjalla on kaksi tärkeää erityisominaisuutta, ominaisimpedanssi ja viive. [1 s. 209]

Johtimessa kulkeva signaali etenee sähkömagneettisena säteilynä, ja signaalin etenemisnopeus v riippuu väliaineen permeabiliteetistä μ ja permittiivisyydestä ϵ , eli kyvystä muodostaa sähkö- ja magneettikenttiä kaavan (5-1) mukaan. Kun yhtälö (5-2) sijoitetaan kaavaan (5-1), saadaan yhtälö (5-3), jolla signaalin etenemisnopeus voidaan ratkaista valon nopeuden c ja väliaineen suhteellisen permeabiliteetin ja permittiivisyyden avulla [1 s. 216].

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r \mu_0 \mu_r}} \quad (5-1)$$

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \quad (5-2)$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (5-3)$$

Kolmas sääntö arvioi signaalin etenemisnopeutta siirtolinjassa. FR-4 piirilevyn suhteellinen permittiivisyys vaihtelee välillä 3,5-4,5, ja käytännössä kaikille siirtolinjamateriaaleille suhteellinen permeabiliteetti on 1 [1 s. 217]. Signaalin etenemisnopeudeksi tulee suhteellisen permittiivisyyden arvolla 4,0 yhtälön (5-4) mukaan 15 cm nanosekunnissa.

$$v = \frac{30 \frac{cm}{ns}}{\sqrt{4*1}} = 15 \frac{cm}{ns} = 6 \frac{inch}{ns} \quad (5-4)$$

Siirtolinjassa etenevän signaalin nousevan tai laskevan reunan pituus d voidaan selvittää kaavan (5-4) avulla, jos tiedetään signaalin nousu- tai laskuaika. Nousevan reunan pituus, joka on myös sääntö 29, on kaava (5-5).

$$d = 15 \frac{cm}{ns} * t_r \quad (5-5)$$

Siirtolinjassa etenee potentiaaliero signaalijohtimen ja paluujohtimen välillä. Potentiaalierojen välille syntyy sähkökenttä [1 s. 216]. Matalilla taajuuksilla siirtolinja toimii kuin kondensaattori, ja siirtolinjan kapasitanssia voidaan arvioida [6]. Signaalin etenemisviive t_d riippuu siirtolinjan pituudesta l ja signaalin etenemisnopeudesta v yhtälön (5-6) mukaan.

$$t_d = \frac{l}{v} \quad (5-6)$$

Kun yhtälö (5-3) sijoitetaan yhtälöön (5-6), saadaan yhtälö (5-7). Siirtolinjan ominaisimpedanssi Z_0 on yhteydessä siirtolinjan kapasitanssiin C ja induktanssiin L yhtälön (5-8) mukaan. Toisaalta etenemisviive voidaan ratkaista kapasitanssin ja induktanssin avulla (5-9).

$$t_d = \frac{l\sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (5-7)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5-8)$$

$$t_d = \sqrt{LC} \quad (5-9)$$

Yhtälö (5-8) voidaan johtaa kaavan (5-9) avulla muotoon (5-10), jolloin yhtälön (5-7) sijoittamalla päädytään muotoon (5-11), eli siirtolinjan kapasitanssi pituusyksikköä kohti.

$$C = \frac{t_d}{Z_0} \quad (5-10)$$

$$\frac{C}{l} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{cZ_0} \quad (5-11)$$

Sääntö 5 kertoo 50Ω siirtolinjan kapasitanssin pituusyksikköä kohti FR4-piirilevyllä, eli yhtälön (5-12) mukaan $3,3 \text{ pF}$ tuumaa kohti tai $1,3 \text{ pF}$ senttimetriä kohti.

$$\frac{C}{l} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{cZ_0} = \frac{\sqrt{4}}{12 \frac{\text{inch}}{\text{nsec}} * 50 \Omega} = 3,3 \frac{\text{pF}}{\text{inch}} = 1,3 \frac{\text{pF}}{\text{cm}} \quad (5-12)$$

Samoin periaattein voidaan johtaa myös sääntö 6, eli yhtälö siirtolinjan silmukkainduktanssille pituusyksikköä kohti, mikä on kaavan (5-13) mukaan $3,3 \text{ pF}$ senttiä kohti.

$$\frac{L}{l} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c} * Z_0 = \frac{\sqrt{4}}{30 \frac{\text{cm}}{\text{nsec}}} * 50 \Omega = 3,3 \frac{\text{pF}}{\text{cm}} \quad (5-13)$$

Halutun ominaisimpedanssin suunnittelemisessa siirtolinjarakenteelle on kyse johtimen leveyden, dielektrisen materiaalin paksuuden ja dielektrisyysvakion kohdilleen säätämisestä [1 s. 262]. Säännöt 27 ja 28 antavat arvion johtimen leveyden ja dielektrisen materiaalin paksuuden suhteesta, kun halutaan 50Ω mikroliuska- tai stripline-siirtolinja FR4-piirilevyllä. Mikroliuskalla johtimen leveyden ja dielektrisen materiaalin paksuuden suhdeluku on 2:1, ja striplinellä johtimen leveyden ja dielektrisen materiaalin paksuuden suhdeluku sekä johtimen päällä ja alla on 0,8:1.

Kun mikroliuska-signaalilijohtimen viereen tuodaan toinen johdin, signaalijohtimen impedanssi pienenee tehokkaamman sähkömagneettisen kytketymisen vuoksi. Säännön 25 mukaan, jos väli viereiseen johtimeen on yhtä suuri kuin signaalijohtimen leveys, impedanssi pienee alle 2 %. [7]

Siirtolinjassa olevat epäjatkuvuudet aiheuttavat häiriötä signaaliin. Kun signaalin kokema impedanssi siirtolinjassa muuttuu, tapahtuu heijastus ja signaali vääristyy. Merkittävimmät tekijät signaalin vääristymiseen ovat epäjatkuvuuskohdan suuruus ja signaalin nousuaika. Siirtolinjassa epäjatkuvuuskohtia aiheuttavat muutokset siirtolinjan geometriassa, kuten kulmat, viat, stubit ja haarat. [1 s. 299-300]

Siirtolinjassa voi tapahtua heijastus kummassakin päässä, jollei sen ajava tai päättävä impedanssi ole sovitettu linjan ominaisimpedanssiin. Heijastuneen signaalin amplitudi määrittyy heijastuskertoimen ρ mukaan (kaava 5-14). Signaalin edetessä pienemmästä impedanssista Z_1 suurempaan impedanssiin Z_2 , heijastuskerroin on positiivinen, ja heijastus on jännitteeltään samanmerkkinen alkuperäisen signaalin kanssa. Vastaavasti, pienempään impedanssiin edetessään heijastuskerroin on negatiivinen, ja heijastuksen jännite vaihtaa merkkiään alkuperäiseen signaaliin verrattuna.

$$\rho = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (5-14)$$

Esimerkkisiirtolinjassa vastaanottopäästä lähtenyt heijastus etenee aina tulopäähän, mistä lähtee uusi, nyt amplitudiltaan negatiivinen heijastus. Negatiivinen heijastus etenee jälleen vastaanottopäähän, mikä paitsi näkyy sen soimisessa negatiivisena huippuna, myös heijastuu negatiivisena takaisin siirtolinjan tuloon. Tulossa heijastus muuttaa amplitudiaan takaisin positiiviseksi, ja lähdössä se näkyy soimisessa positiivisena huippuna. Yhteensä heijastusten positiivisten huippujen välillä on kulunut aikaa 4 kertaa siirtolinjan etenemisviiveen verran. [8]

Soimisen jaksonajasta T voidaan siis johtaa yhteys siirtolinjan pituuteen kaavan (5-15) mukaan:

$$T = 4t_d = 4 * \frac{l [inch]}{6 inch/ns} \quad (5-15)$$

$$l [inch] = 1,5 * T [ns]$$

Siirtolinjan kapasitatiivinen epäjatkuvuuskohta aiheuttaa heijastuksesta johtuvan signaalin soimisen lisäksi signaalin viivästymistä vastaanottopäässä, sillä kapasitanssi toimii yhdessä siirtolinjan kanssa RC-suodattimena. Suodattimen takia signaalin 10-90 % nousuaika kasvaa. Likiarvo nousuajalle RC-suodattimen läpi on kaava (5-16). [1 s. 317]

$$t_r = 2,2 * RC = 2,2 * \frac{1}{2} Z_0 C \approx Z_0 C \quad (5-16)$$

Signaalin nousuaikaa $t_{r,out}$ vastaanottopäässä voidaan karkeasti arvioida kaavalla (5-17), missä $t_{r,in}$ on signaalin nousuaika siirtolinjan tulossa ja $t_{r,filter}$ nousuaika RC-suodattimen läpi [9].

$$t_{r,out} = \sqrt{t_{r,in}^2 + t_{r,filter}^2} \quad (5-17)$$

Kun nousuaika suodattimen läpi on puolet tulosignaalin nousuajasta, vastaanottopäässä signaalin nousuaika on kasvanut 12 %. Tätä suuremmat nousuajat suodattimen läpi alkavat jo vaikuttaa huomattavasti nousuaikaan vastaanottopäässä. Nousuaikaan huomattavasti vaikuttavan kapasitanssin suuruudeksi 50Ω siirtolinjassa voidaan johtaa (5-18). [9]

$$\frac{1}{2} t_{r,in} \leq t_{r,filter} \quad (5-18)$$

$$t_{r,in} \leq 2 * Z_0 C$$

$$C [fF] \geq 10 * t_r [ps]$$

Säännön 23 mukaan kapasitatiivinen epäjatkuvuuskohta vaikuttaa signaalin nousuaikaan, kun epäjatkuvuuskohdan kapasitanssi femtofaradeina on suurempi kuin $10 * \text{signaalin nousuaika pikosekunteina}$.

Siirtolinjassa oleva kulma aiheuttaa kapasitatiivisen epäjatkuvuuskohdan, koska mutkassa johtimen leveys kasvaa [1 s. 320]. Jos mutkassa olevan ylimääräisen metallin pinta-alaksi arvioidaan puolet sellaisen neliön pinta-alasta, jonka sivu on johtimen leveys w , ylimääräisen metallin kapasitanssiksi voidaan arvioida sääntöä 5 hyväksikäyttämällä (5-19):

$$C_{corner} = 3,3 \frac{pF}{inch} * w [inch] * \frac{1}{2} \approx 2,00 \frac{fF}{mils} * w [mils] \quad (5-19)$$

Säännön 24 mukaan kulma vaikuttaa signaalin nousuaikaan, jos johtimen leveys milseinä on suurempi kuin $5 * \text{signaalin nousuaika pikosekunteina}$, tai mikrometreinä suurempi kuin signaalin nousuaika pikosekunteina jaettuna viidellä (5-20):

$$C_{corner} [fF] \geq 10 * t_r [ps] \quad (5-20)$$

$$w [mils] \geq 5 * t_r [ps]$$

$$w [\mu m] \geq \frac{t_r [ps]}{5}$$

6. HÄVIÖT SIIRTOLINJASSA

Siirtolinjaan etenevä nopeasti nouseva signaali tulee siirtolinjasta ulos pitemmällä nousuajalla. Suuritaajuuksisessa digitaalisessa signaalissa nousuajan piteneminen on ongelma, sillä signaali ei ehdi asettua maksimiarvoonsa, kun signaalin täytyy jo lähteä takaisin minimiarvoonsa. Syntyy tilanne, jossa yksittäisen bitin jännitearvot riippuvat edellisistä biteistä, eli Intersymbol Interference (ISI). ISI:stä johtuen vastaanottopään kyky erottaa korkea- ja matalatasoiset signaalit toisistaan heikkenee, ja bittivirheen todennäköisyys kasvaa. Nousuajan kasvaminen johtuu siirtolinjassa tapahtuvista häviöistä. Häviöt ovat taajuusselektiivisiä. Korkeat taajuuskomponentit vaimenevat eniten, signaalin kaistanleveys kaventuu, nousuaika kasvaa ja signaalin muoto vääristyy. [1 s. 337-339]

Merkittävimmät syyt häviöihin ovat johdinhäviöt ja dielektriset häviöt. Induktiivisesta kytkeytymisestä ja impedanssien epäsovituksista johtuvat häviöt voivat myös olla merkittäviä, mutta niiden vaikutus voidaan minimoida hyvällä suunnittelulla. Säteilystä johtuvat häviöt taasen ovat suuruudeltaan hyvin pieniä muihin häviötekijöihin verrattuna. [1 s. 341]

Johdinhäviön syy on johtimen sarjaresistanssi, mikä muodostuu johtimen ominaisimpedanssista ja poikkipinta-alasta, minkä läpi virta kulkee [1 s. 342]. Tasavirralla virta kulkee tasaisesti koko johtimen poikkipinta-alan läpi, kun taas vaihtovirralla eri taajuuskomponentit kulkevat lähempänä pintaa skin-efektin vuoksi. Mitä suurempi taajuuskomponentti, sitä pienemmän poikkipinta-alan läpi virta kulkee johtimessa. Korkeimpien taajuuksien voimakkaampi vaimeneminen johtuu siis sarjaresistanssin kasvamisesta näillä taajuuksilla virran kulkeman poikkipinta-alan pienenemisen myötä.

Siirtolinja dielektrisellä materiaalilla eristetyillä signaali- ja paluujohtimillaan muistuttaa kondensaattoria. Ideaalisella kondensaattorilla ei ole häviömekanismeja, vaan kondensaattorin levyjen välissä olevalla dielektrisellä materiaalilla on ääretön DC-resistanssi. Reaalinen dielektrinen materiaali kuitenkin johtaa hieman DC-virtaa. Tätä virtaa kutsutaan vuotovirraksi, ja sitä voidaan mallintaa ideaalisella vastuksella. [1 s. 347]

Useimmilla dielektrisillä materiaaleilla vuotovastus on hyvin korkea, jolloin DC-vuotovirta on mitättömän pieni. Toisaalta useimmilla materiaaleilla vuotovastus on myös taajuudesta riippuva. [1 s. 349]

Vuotovirralla on kaksi mekanismia. Tasavirralla dominoiva mekanismi on ionien liikkuvuus, mutta siitä johtuva virta ei pääse kasvamaan dielektrisessä materiaalissa kovin suureksi vapaiden virrankuljettajien suhteellisen pienen määrän vuoksi. [1 s. 349]

Toinen mekanismi dielektriselle vuotovirralla on sähködipolien suuntautuminen dielektrisen materiaalin läpi kulkevan sähkökentän mukaan, ja tämä sähködipolien liike synnyttää vuotovirtaa dielektrisen materiaalin läpi. Sähkökentän polaarisuus muuttuu signaalihohtimessa olevan AC-jännitteen taajuudella, ja dipolit pyrkivät uudelleensuuntautumaan samalla taajuudella. Mitä suuremmalla taajuudella dipolit uudelleensuuntautuvat ja mitä suuremman matkan dipolit voivat liikkua materiaalissa, sitä suurempi on vuotovirta. Siirtolinjassa dipolien suuntautumisesta johtuvat vuotovirta heikentää signaalia ja pidentää nousuaikaa. [1 s. 349, 351]

Materiaalissa olevien dipolien määrää ja liikkuvuutta kuvataan häviökertoimella δ . Suurilla taajuuksilla dipolit eivät enää pysty uudelleensuuntautumaan

suurella taajuudella polaarisuuttaan vaihtavan sähkökentän muutosten mukana, jolloin häviökerroin pienenee suurilla taajuuksilla. [1 s. 352]

Tietyllä taajuudella tapahtuvia siirtolinjan häviöitä voidaan arvioida kaavalla (6-1), missä DF on häviökerroin.

$$attenuation \left[\frac{dB}{inch} \right] \approx \frac{1}{w[mils]} \sqrt{f[GHz]} + 2,3 * f[GHz] * DF * \sqrt{\epsilon_r} \quad (6-1)$$

Suhteellisen häviöllisessä kanavassa, kuten PCIe 3.0 väylässä 4 GHz taajuudella FR-4 piirilevyllä 5 milsiä leveässä johtimessa, tulokseksi tulee 0,4 dB/inch (johdinhäviöt) + 0,38 dB/inch (dielektriset häviöt), eli 0,78 dB tuumaa kohti.

Matalahäviöisessä kanavassa, kuten Megtron 6:ssa, tulokseksi tulee samalla taajuudella 0,4 dB/inch + 0,035 dB/inch, eli 0,435 dB/inch.

Nyrkkisääntö 9 antaa korkeahäviöisen kanavan vaimennukseksi 0,2 dB/inch/GHz, ja matalahäviöisen kanavan vaimennukseksi 0,1 dB/inch/GHz.

Sääntö 10 koskee maksimivaimennusta Nyquistin taajuudella, jolla bitit voidaan vielä erottaa toisistaan. Suurin hyväksyttävä vaimennus on 10 dB. Käyttämällä taajuuskorjaimia, jotka pyrkivät korjaamaan vaimentunutta signaalia sen alkuperäiseen muotoon, voidaan pärjätä vielä suuremmilla vaimennuksilla. CTLE-tekniikalla 15 dB vaimennus on vielä korjattavissa, ja yhdistetyillä CTLE-, FFE- ja DFE-tekniikoilla voidaan bitit tunnistaa vielä 25 dB vaimennuksen jälkeenkin.

7. YLIKUULUMINEN SIIRTOLINJASSA

Ylikuulumisella tarkoitetaan ei-toivotun signaalin siirtymistä johtimesta toiseen, läheiseen johtimeen. Yleensä ylikuulumisen aiheuttavaa johdinta kutsutaan aktiiviseksi tai häiritseväksi johtimeksi. Häiriön kohteena olevaa johdinta taas kutsutaan hiljaiseksi tai uhrijohtimeksi. [1 s. 405]

Yksipäisissä systeemeissä ylikuuluminen on yksi kolmesta merkittävästä häiriötekijästä heijastusten ja tehonsyötöstä johtuvien häiriöiden lisäksi, mitä varten digitaalisissa systeemeissä täytyy varata kohinamarginaalia bittivirheiden välttämiseksi. Differentiaalisissa systeemeissä myös moodinmuutos on merkittävä häiriötekijä. [10]

Kohinamarginaali on tyypillisesti noin 15 % jännitteen huipusta huippuun - arvosta, mutta vaihtelee eri teknologioissa hieman. Jos kohinamarginaali jaetaan tasaisesti eri häiriötekijöiden välille, saadaan sääntö 19, jonka mukaan ylikuulumisen aiheuttama kohina tulisi pitää 5 % kohinamarginaalissa. Nopeissa sarjalinkeissä ylikuulumisen tulisi pysyä alle -50 desibelissä, eli noin 0,3 % kohinamarginaalissa. [10]

Ylikuuluminen tapahtuu sähkö- ja magneettikenttien välityksellä. Siirtolinjassa etenevä signaali luo sähkökentän signaali- ja paluujohtimen välille, ja johtimissa kulkeva virta luo magneettikentän johtimien ympärille. [1 s. 407]

Ylikuulumista tapahtuu uhrilinjassa vain, kun aktiivisessa linjassa oleva jännite ja virta muuttuu. Muuttuvat sähkö- ja magneettikentät aiheuttavat virran uhrijohtimessa. Ylikuuluvan signaalin suuruuden suhde häiritsevään signaaliin verrattuna riippuu aktiivisen ja uhrilinjän välisestä keskinäiskapasitanssista ja -induktanssista. Mitä kauempana johtimet ovat toisistaan, sitä pienempiä keskinäiskapasitanssi ja -induktanssi ovat [1 s. 408]

Ylikuuluminen uhrijohtimessa on jaoteltavissa lähipään NEXT (Near-end Crosstalk) ja kuormapään FEXT (Far-end Crosstalk) ylikuulumiseen sen mukaan, kummassa johtimen päässä ylikuulumista tarkastellaan. NEXT tapahtuu uhrilinjän siinä päässä, mikä on lähempänä aktiivisen linjan signaalilähdettä ja FEXT tapahtuu vastaavasti uhrilinjän kuormapäässä. [1 s. 409]

NEXT-häiriö on kestoltaan pitkä, noin kaksi kertaa siirtolinjan viiveen verran, ja on suhteellisen heikkoa. FEXT-kohina taas näkyy voimakkaana mutta lyhytkestoisena pulssina, joka alkaa siirtolinjan viiveen mittaisen jakson jälkeen, mutta kestää vain häiritsevän signaalin nousuajan verran. [1 s. 410]

Koska ylikuuluminen voi tapahtua useasta yhtä aikaa tilaansa muuttavasta johtimesta, kahden häiritsevän johtimen välissä olevalle uhrijohtimelle kohinamarginaali pienenee 2,5 %:iin. Sääntö 20 antaa approksimaation mikroliuska- ja stripline-väylien johtimien välien suhteesta johdinten leveyteen, jolla NEXT-kohina pysyy pahimmassakin tapauksessa kohinamarginaalissa, eli kahden vierekkäisen häiriösignaalin kytkeytyessä yhtä aikaa. Johdinten välin tulisi olla vähintään kaksi kertaa johtimen leveyden kokoinen. [11]

FEXT-kohinan suuruus voidaan laskea kaavalla (7-1), missä k_{FEXT} on ylikuulumiskerroin, mikä riippuu johdinten keskinäiskapasitanssista, -induktanssista ja signaalin etenemisnopeudesta. Ylikuulumiskertoimeen voidaan helpoiten vaikuttaa johdinten etäisyyttä kasvattamalla. Kasvava johtimen pituus kasvattaa häiriövirran suuruutta, mikä lopulta näkyy FEXT-kohinana siirtolinjan päätösvastuksessa. Signaalin nousuaika määrittää sen, kuinka kauan virralla on aikaa purkautua, ja lyhyt nousuaika johtaa suureen jännitepiikkiin. [12, 1 s. 444]

$$FEXT = k_{FEXT} * \frac{l [inch]}{t_r [ns]} \quad (7-1)$$

Mikroliuskoilla, joiden leveyden suhde niiden välimatkaan on 1:1, k_{FEXT} on noin 0,5 %, mistä tulee myös sääntö 21. Tuuman pituisella linjalla 0,1 ns nousuajalla FEXT-kohinaksi tulisi siis 5 %.

8. S-PARAMETRIT

Siirtolinjalla on aina jokin siirtofunktio, joka muokkaa lähetetyn signaalin vastetta. Siirtofunktiota voidaan kuvata S-parametreilla. Niillä voidaan kuvata lineaaristen ja passiivisten siirtolinjojen käyttäytymistä, jollaisia kaikki siirtolinjat ovat joitakin ferriittejä lukuunottamatta. [1 s. 555-556]

S-parametrit, eli sironparametrit kuvaavat, kuinka systeemiin lähetetty signaali läpäisee sen, kuinka osa signaalista heijastuu takaisin lähteelle, ja kuinka signaali siroaa mahdollisiin muihin systeemin portteihin [1 s. 557-558]

Lineaarista ja passiivisista komponenteista sironnut signaali vastaa taajuudeltaan aina tulosignaalia, mutta signaalin amplitudi ja vaihe voivat muuttua. S-parametri itsessään kuvaa lähtöportissa näkyvän signaalin suhdetta tuloportissa näkyneeseen signaaliin verrattuna. S-parametriin liittyy aina kaksi alaindeksiä, jotka kertovat minkä kahden lähtö- ja tuloportin signaalien suhteen parametri kertoo. Ensimmäinen numero on lähtöportti, ja toinen tuloportti. Esimerkiksi kaksiporttista systeemiä kuvatessa S_{11} kuvaa yleensä tulosignaalin heijastuskerrointa, kun taas S_{21} systeemin läpi menneen signaalin vaimennuskertoimen (tai vahvistuskertoimen). [1 s. 560-561]

Heijastuskertoimella ja vaimennuskertoimella on yhteys energian säilymislain perusteella. Jos siirtolinja on vähähäviöinen ja kytkeytymistä muihin johtimiin ei ole, siirtolinjan läpäisseen ja siitä heijastuneen energian summan on oltava yhtä suuri kuin siirtolinjaan lähetetyn energian. Tätä yhteyttä voidaan kuvata yhtälöllä (8-1). [1 s. 572]

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (8-1)$$

Yhtälöllä voidaan siis määrittää, kuinka suuri heijastuskertoimen täytyy olla, että se vaikuttaa siirtolinjan läpäisseeseen signaaliin. Säännön 12 mukaan -13 dB pienempi heijastuskerroin ei vaikuta merkittävästi läpäisseen signaalin voimakkuuteen.

Kun vaimennuskertoimesta tehdään mittauksia, vaimennuskerroin kasvaa yleensä monotonisesti suurille taajuuksille mentäessä taajuudesta riippuvien häviöiden kasvaessa. Tietyllä taajuudella voi kuitenkin näkyä huomattava vaimennuspiikki, jos signaalin tiellä on avoin stubi. Silloin, kun stubin pituus on 1/4 aallonpituudesta, stubiin haarautunut, ja sen päästä heijastunut signaali jatkaa matkaansa 180° kääntyneenä, eli vastakkaisessa vaiheessa alkuperäiseen signaaliin verrattuna ja signaalit heikentävät toisiaan. Sääntö 17, eli resonanssitaajuus FR4-materiaalilla stubin pituuteen nähden voidaan laskea kaavalla (8-2). [1 s. 602-603]

$$f[GHz] = \frac{1,5}{l[inch]} = \frac{3,8}{l[cm]} \quad (8-2)$$

Kun tiedetään signaalin kaistanleveys, voidaan määrittää suurin stubin pituus, jotta resonanssitaajuus on tarpeeksi korkea, että siitä ei ole haittaa kiinnostavan signaalin eheyteen. Jos resonanssitaajuuden raja asetetaan kaksi kertaa suuremmaksi kuin signaalin kaistanleveys (kaava 8-3), ja signaalin kaistanleveydeksi tiedetään säännön 11 perusteella 2,5 kertaa bittinopeus, voidaan suurimmaksi stubin pituudeksi ratkaista (8-4) tai (8-5), mikä on myös sääntö 18.

$$f > 2 * BW \quad (8-3)$$

$$\frac{1,5}{l [\text{inch}]} > 2 * 2,5 * \text{bitrate} [\text{Gbps}]$$

$$l [\text{inch}] < \frac{0,3}{\text{bitrate} [\text{Gbps}]} \quad (8-4)$$

$$l [\text{cm}] < \frac{0,75}{\text{bitrate} [\text{Gbps}]} \quad (8-5)$$

Mitattaessa differentiaalista mikroliuskaa yksipäisesti löytyy aina vaimennuspiikki jollain taajuudella. Se ei johdu resonanssista, vaan FEXT-ylikuulumisesta. Differentiaaliparia yksipäisenä ajettaessa signaalin yhteismuotoinen ja differentiaalinen komponentti etenevät eri nopeudella differentiaaliparissa. Tietyllä taajuudella komponentit saapuvat differentiaaliparin päähän vastakkaisessa vaiheessa toisiinsa nähden, ja signaali vaimentuu eniten. Sääntö 22 antaa kaavan (8-6) vaimennuspiikin taajuuden laskemiseen, kun tiedetään differentiaaliparin pituus. [13]

$$f = \frac{50 \text{ GHz}}{l (\text{inch})} \approx \frac{20 \text{ GHz}}{l (\text{cm})} \quad (8-6)$$

Käyttöjännite- ja maatasojen väliseen onteloon muodostuu seisova aalto, jos tasojen väli on puolet aallonpituuden monikerrasta. Näillä aallonpituuksilla jokainen heijastunut aalto on samassa vaiheessa uuden tuloaallon kanssa, jolloin ne vahvistavat toisiaan. Jokainen uusi tuloaalto summautuu uudelleen ja uudelleen, ja sen kasvamista rajoittavat vain ontelossa tapahtuvat häviöt. Ontelon resonanssitaajuuksilla virtapiiriin voi kytkeytyä kauaskantoista ja voimakasta kohinaa käyttöjännite- ja maatasojen kautta. [14]

Seisovan aallon taajuudet voidaan laskea yhtälöllä (8-7), missä n on positiivinen kokonaisluku. Signaalin nopeus FR-4 materiaalissa on säännön 3 mukaan 6 tuumaa nanosekunnissa. Säännöllä 30 voidaan määrittää ontelon resonanssitaajuus (yhtälö 8-8).

$$f = n * \frac{c}{2l\sqrt{\epsilon_r}} \quad (8-7)$$

$$f = n * \frac{6 \frac{\text{inch}}{\text{ns}}}{2l [\text{inch}]}$$

$$f [\text{GHz}] = n * \frac{3}{l [\text{inch}]} = n * \frac{7,5}{l [\text{cm}]} \quad (8-8)$$

9. SÄHKÖMAGNEETTISET HÄIRIÖT

Myytäväksi tarkoitetuille elektroniikkalaitteille suoritetaan EMC-testejä, joilla varmistutaan, että niiden aiheuttamat sähkömagneettiset häiriöt pysyisivät kohtuullisissa rajoissa.

Ulkoiselle kierretylle parille ajetut differentiaaliset signaalit voivat aiheuttaa EMI-häiriöitä, jos differentiaalijohtimia ei ole kunnolla tasapainotettu tai suodatettu, ja jos signaaleissa on mukana yhteismuotoista virtaa. Yhteismuotoinen signaali on differentiaalisignaalien summan keskiarvo. [1 s. 476, 478]

Differentiaalisignaalien aiheuttama yhteismuotoinen signaali aiheutuu differentiaalisignaalien epäsymmetriasta. Ylikuuluminen, signaalijohtimien epäjatkuvuudet tai pienikin eriaikaisuus signaalijohtimien ajuripiirien ajoituksessa johtaa yhteismuotoisen signaalin syntymiseen [1 s. 531]

Suojaamaton kierretty parikaapeli säteilee kuin dipoliantenni [15]. Suurimman sallitun yhteismuotoisen virran määrä, millä laite läpäisee EMC-sertifikaatiotestin, riippuu testin spesifikaatiosta, kaapelin pituudesta ja virran taajuudesta. Yhdysvalloissa Federal Communications Commissionin (FCC) spesifioima luokan B (koti- ja toimistokäyttöön tarkoitettuja laitteita varten) EMC-testi määrittelee, että 3 metrin päässä laitteesta suurin hyväksyttävä sähkökentän voimakkuus 100 MHz taajuudella on $150 \mu\text{V/m}$. Sääntö 31, eli suurin hyväksyttävä yhteismuotoinen virta, kun pyritään alle $100 \mu\text{V/m}$ sähkökentän voimakkuuteen, voidaan laskea kaavasta (9-1). [1 s. 535-536]

$$E = \frac{\mu_0 f I l}{2d} \quad (9-1)$$

$$I \leq \frac{2 * 100 \frac{\mu\text{V}}{\text{m}} * 3 \text{ m}}{4\pi * 10^{-7} \frac{\text{V}}{\text{m}} * 100 \text{ MHz} * 1 \text{ m}} \approx 5 \mu\text{A}$$

Sääntö 32 määrittelee moodimuunnokselle raja-arvon, millä yhteismuotoinen virta pysyy vielä alle $5 \mu\text{A}$:n. Jos differentiaaliparia ajetaan 1 V jännitteellä, ja ulkoisella kaapelilla on 200Ω yhteismuotoinen resistanssi, 1 mV yhteismuotoinen jännite riittää aiheuttamaan $5 \mu\text{A}$ yhteismuotoisen virran. Moodimuunnoksen raja-arvoksi tulee tällöin -60 dB, tai -20 dB, jos käytetään yhteismuotoista signaalikuristinta, mikä nostaa yhteismuotoisen signaalin näkemää impedanssia differentiaaliseen signaaliin vaikuttamatta [1 s. 539].

10. YHTEENVETO

Tässä työssä esiteltiin Eric Bogatinin EDN-verkkopalvelussa esittämät 32 nyrkkisääntöä nopean digitaalisysteemin piirilevysuunnittelun tueksi, ja perehdyttiin sääntöjen taustalla oleviin fysikaalisiin ilmiöihin.

Säännöt ryhmiteltiin aihealueittain kappaleisiin. Aihealueiksi muodostuivat signaalin kaistanleveys ja nousuaika, resistanssi, induktanssi, siirtolinjat, häviöt siirtolinjassa, ylikuuluminen siirtolinjassa, s-parametrit ja sähkömagneettiset häiriöt.

11. LÄHTEET

- [1] Bogatin, E. (2010) Signal and Power Integrity - Simplified (2nd Edition). Prentice Hall, 757 s.
- [2] Bogatin, E. (luettu 14.11.2016) What is the bandwidth of a high speed serial-link signal?: Rule of Thumb #11 URL: <http://www.edn.com/electronics-blogs/all-aboard-/4430181/What-is-the-bandwidth-of-a-high-speed-serial-link-signal--Rule-of-Thumb--11>
- [3] Bogatin, E. (luettu 16.11.2016) Sheet resistance of copper foil: Rule of Thumb #13 URL: <http://www.edn.com/electronics-blogs/all-aboard-/4431390/Sheet-resistance-of-copper-foil--Rule-of-Thumb--13>
- [4] Bogatin, E. (luettu 1.12.2016) Estimating wire & loop inductance: Rule of Thumb #15 URL: <http://www.edn.com/electronics-blogs/all-aboard-/4434214/Estimating-wire---loop-inductance--Rule-of-Thumb--15>
- [5] Bogatin, E. (luettu 1.12.2016) Total inductance in the return path: Rule of Thumb #7 URL: <http://www.edn.com/electronics-blogs/all-aboard-/4428560/Total-inductance-in-the-return-path--Rule-of-Thumb--7>
- [6] Bogatin, E. (luettu 3.12.2016) Rule of Thumb #5: Capacitance per length of 50 Ohm transmission lines in FR4 URL: <http://www.edn.com/design/pc-board/4427201/Rule-of-Thumb--5--Capacitance-per-length-of-50-Ohm-transmission-lines-in-FR4>
- [7] Bogatin, E. (luettu 12.12.2016) How much is impedance affected by an adjacent trace?: Rule of Thumb #25 URL: <http://www.edn.com/electronics-blogs/all-aboard-/4438688/How-much-is-impedance-affected-by-an-adjacent-trace--Rule-of-Thumb--25>
- [8] Bogatin, E. (luettu 10.12.2016) What is the ringing period on an unterminated line?: Rule of Thumb #26 URL: <http://www.edn.com/electronics-blogs/all-aboard-/4438918/What-is-the-ringing-period-on-an-terminated-line--Rule-of-Thumb--26>
- [9] Bogatin, E. (luettu 8.12.2016) When to worry about a capacitive discontinuity: Rule of Thumb #23 URL: <http://www.edn.com/electronics-blogs/all-aboard-/4438435/When-to-worry-about-a-capacitive-discontinuity--Rule-of-Thumb--23>
- [10] Bogatin, E. (luettu 10.12.2016) Crosstalk: How much is too much?: Rule of Thumb #19 URL: <http://www.edn.com/electronics-blogs/all-aboard-/4437642/Crosstalk--How-much-is-too-much--Rule-of-Thumb--19>
- [11] Bogatin, E. (luettu 10.12.2016) How far is far enough? Signal line spacing for acceptable near end crosstalk: Rule of Thumb #20 URL:

<http://www.edn.com/electronics-blogs/all-aboard-/4437717/How-far-is-far-enough--Signal-line-spacing-for-acceptable-near-end-crosstalk--Rule-of-Thumb--20>

- [12] Bogatin, E. (luettu 10.12.2016) How to engineer acceptable far-end crosstalk: Rule of Thumb #21 URL: <http://www.edn.com/electronics-blogs/all-aboard-/4437930/How-to-engineer-acceptable-far-end-crosstalk--Rule-of-Thumb--21>
- [13] Bogatin, E. (luettu 12.12.2016) What is the frequency of the S21 dip in microstrip?: Rule of Thumb #22 URL: <http://www.edn.com/electronics-blogs/all-aboard-/4438222/What-is-the-frequency-of-the-S21-dip-in-microstrip--Rule-of-Thumb--22>
- [14] Bogatin, E. (luettu 12.12.2016) What is the resonant frequency of a cavity?: Rule of Thumb #30 URL: <http://www.edn.com/electronics-blogs/all-aboard-/4442400/What-is-the-resonant-frequency-of-a-cavity--Rule-of-Thumb--30>
- [15] Bogatin, E. (luettu 11.12.2016) How much common current is too much?: Rule of Thumb #31 URL: <http://www.edn.com/electronics-blogs/all-aboard-/4442671/How-much-common-current-is-too-much--Rule-of-Thumb--31>

12. LIITTEET

Liite 1. Nyrkkisäännöt

Liite 1. Nyrkkisäännöt

	Sääntö	Kappale ¹
0	Using Rules of Thumb Wisely	1
1	Bandwidth of a signal from its rise time	2
2	Signal bandwidth from clock frequency	2
3	Signal speed on an interconnect	5
4	Skin depth of copper	4
5	Capacitance per length of 50 Ohm transmission lines in FR4	5
6	Total loop inductance/length in 50 Ohm transmission lines	5
7	Total inductance in the return path	4
8	How to estimate ground bounce in a connector	4
9	Loss in a channel	6
10	How much attenuation is too much?	6
11	What is the bandwidth of a high speed serial-link signal?	2
12	How much return loss is too much?	8
13	Sheet resistance of copper foil	3
14	Resistance of a copper trace	3
15	Estimating wire & loop inductance	4
16	Sheet inductance of a cavity	4
17	The quarter-wave stub frequency	8
18	How long a stub is too long?	8
19	Crosstalk: How much is too much?	7
20	How far is far enough? Signal line spacing for acceptable near end crosstalk	7
21	How to engineer acceptable far-end crosstalk	7
22	What is the frequency of the S21 dip in microstrip?	8
23	When to worry about a capacitive discontinuity	5
24	When to worry about trace corners	5
25	How much is impedance affected by an adjacent trace?	5
26	What is the ringing period on an unterminated line?	5
27	What is the aspect ratio for 50Ω microstrip?	5
28	What is the aspect ratio for 50Ω stripline?	5
29	What is the spatial extent of an edge?	5
30	What is the resonant frequency of a cavity?	8
31	How much common current is too much?	9
32	How much mode conversion is too much?	9

¹ Sääntöä käsittelevä kandidaatintyön kappale