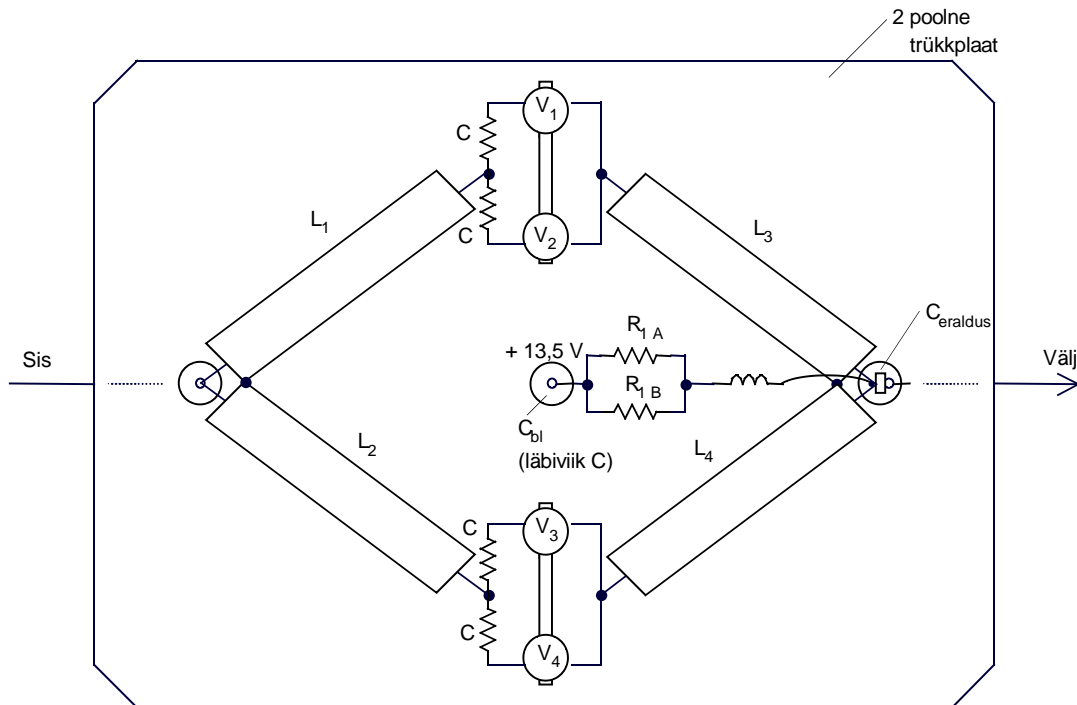


takistuseks 50 oomi. Töösagedus on 1,3 GHz, võimendustegur on 5,5...6 dB, väljundvõimsus on 80 mW (+19 dBm).



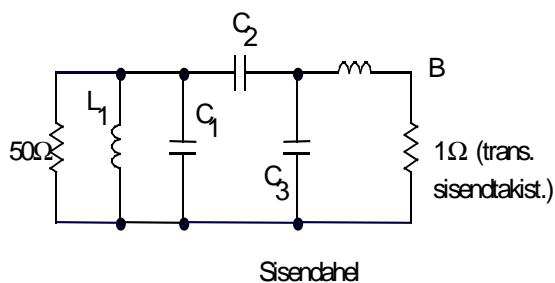
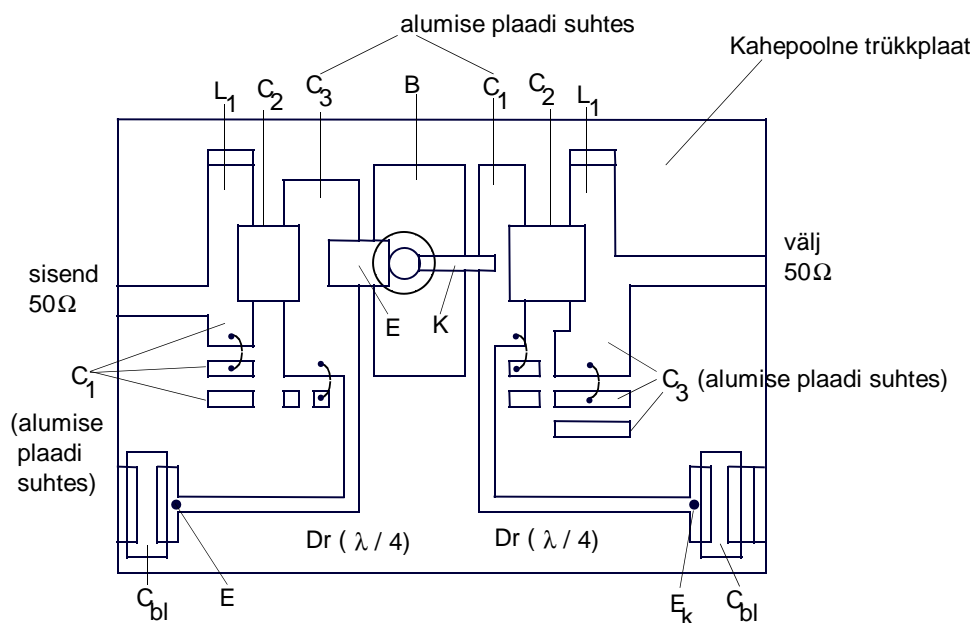
Koaksiaallõikude pikkus $\lambda/4 \pm 0,2\lambda$ ($\Delta\varphi = \pm 1^\circ$)

$$R_1 = 40\Omega$$

$$P_{\text{välj}} = 80\text{mW} \quad 1,36\text{GHz} \quad G_p = 5,5 \dots 6\text{dB}$$

Joon. 7.12

Järgnevana on toodud joonis 7.13, illustreerimaks GHz diapasooni võimendi montaažskeemi, kus transistor on ÜB lülituses. Joonisel 7.14 on aga toodud 6W või 18W-se 1,3 GHz võimsusvõimendi põhimõtte- ja montaažskeem.



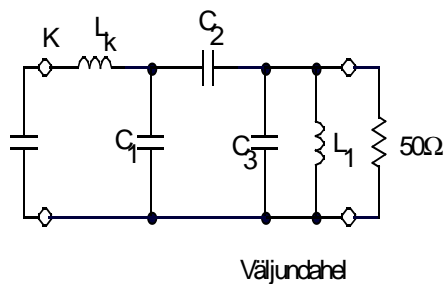
$$L_2 = 1,5 nH \quad L_1 = 0,3 nH$$

$$C_1 = 28 pF$$

$$C_2 = 1,2 pF - \text{trimmer KT4-27}$$

$$(USSR)$$

$$C_3 = 6,3 pF$$



$$L_k = 1,5 nH \quad L_1 = 0,7 nH$$

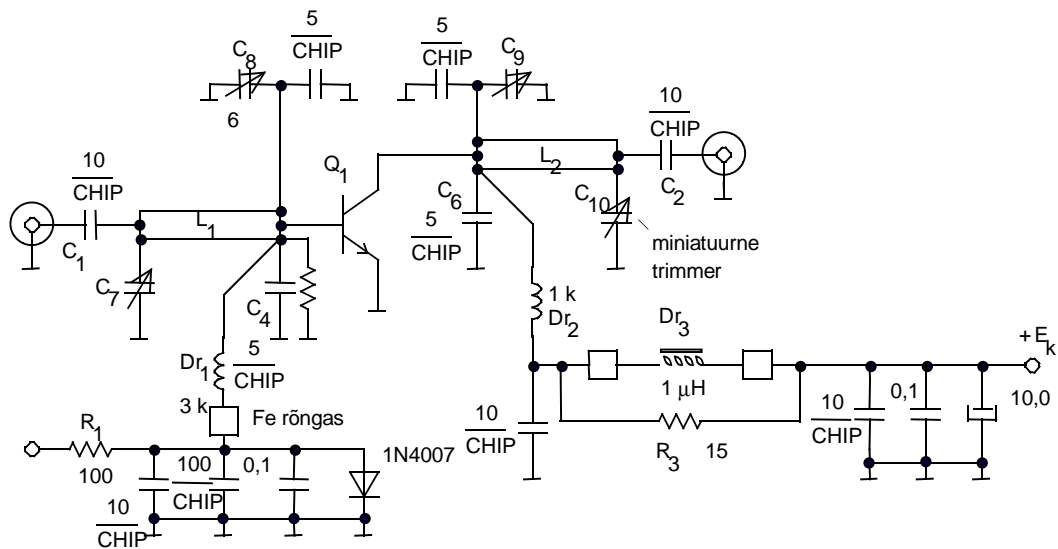
$$C_k = 15 pF$$

$$C_1 = 10,9 pF$$

$$C_2 = 3,1 pF, \text{ trimmer KT4-27}$$

$$C_3 = 13,9 pF$$

Joon. 7.13



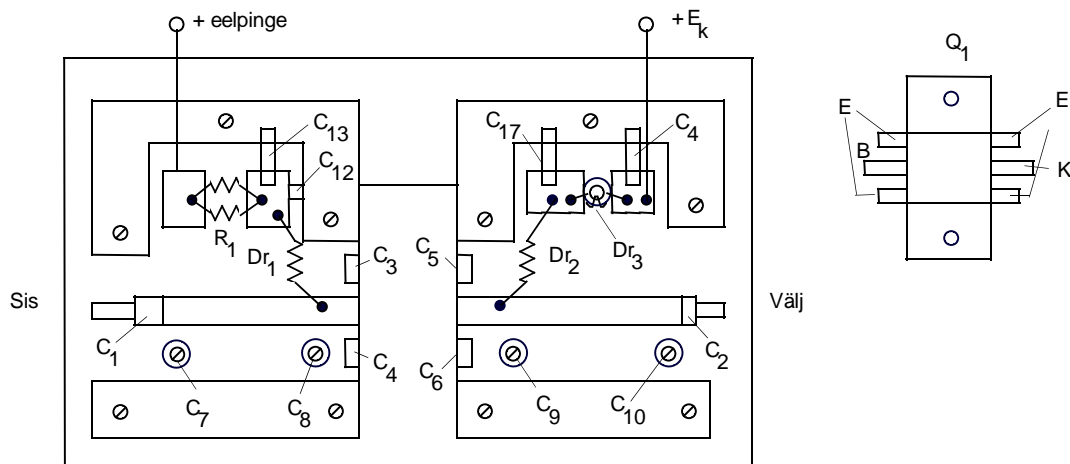
C_7, C_8 – Mouser 24AA070 etc

C_9, C_{10} – Sama NEL 1306 variandiga

NEL 1320 : 0,8...10pF torukujulised trimmerid

Q_1 – NEL 130068112 (6W) või NEL 132081–12 (18W).

L_1, L_2 – 30Ω mikroribaliinid $\lambda/4$ pikkusega.



∅ – maanduse ühendus (aukneedid alusplaadiga)

6/18 W 1,36 Hz diapasooni võimsusvõimendi [ARRLH – book]

Joon. 7.14

8. ELEKTROMAGNETILISE ÜHILDATAVUSE PROBLEEMID (ELECTROMAGNETIC COMPABILITY - EMC)

8.1 Sissejuhatuseks

Järjest tihenev elektromagnetiline kiirgusspekter tingib kontrollivajaduse elektromagnetiliste kiirguste vastastikkuste mõjude suhtes (electromagnetic interference - EMI). Selleks on loodud omad lubatud kiirguste piirnormid, nende tagamiseks tuleb aga pöörata küllalt suurt tähelepanu seadmete konstruktsioonidele, skeemitehnilistele võtetele kiirguste vähendamiseks nii kiirguste "saatja" kui ka "vastuvõtja" poolel.

EMI probleemid ilmnevad nii seadmesiseselt, ühises süsteemis töötavate seadmete vahel ja ka täiesti eraldi töötavate seadmete vahel. Normid antakse ette kahest vaatevinklist: kiirguse emiteerimise ja vastuvõtlikkuse (immuunsuse) seisukohtadelt.

Emiteerimine võib toimuda kas kiirgust - elektromagnetilise või magnetilise kiirguse kaudu vahetult kiirguse tekkekohalt või siis seadmetele külgeühendatud juhtmete (jõu, signaali või kontrolli) või viikude kaudu. Nende mõlema suhtes on koostatud vastavad normid. Elektromagnetilise kiirguse tõttu tekkinud häired vlevivad kaugele, olles põhiliselt kõrgsageduslikud (teatavasti efektiivseks leviks peab olema tagatud sobitus "kiirgusantenniga", mida kõrgem sagedus, seda väiksem võib olla "sobitatud" antenn). Magnetiline kiirgus on põhiliselt madalsageduslik ja lähedale kiirgav (näiteks jõutrafo magnetväli võib segada arvuti tööd).

Vastuvõtlikkuse suhtes on samuti koostatud eraldi normid vahetu kiirguse ja ühendusjuhtmete, viikude suhtes. Siin on veel täiendavaks momendiks elektrostaatilise laengu mõju, mis võib mõjutada loogikaskaemide käitumist, põhjustada C-MOS skeemide läbilööki.

Eksisteerib erinevaid häirete standardeid - näiteks USA-s FCC, UK-s BS1, G- FTZ/VDE.

8.2 Näiteid skeemitehnikast lähtudes EMC -st

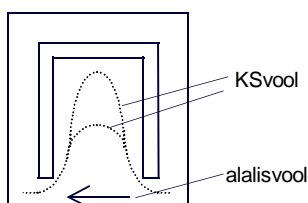
8.2.1 Ülekanne mittekontaktsetes ahelates (kiirguse kaudu)

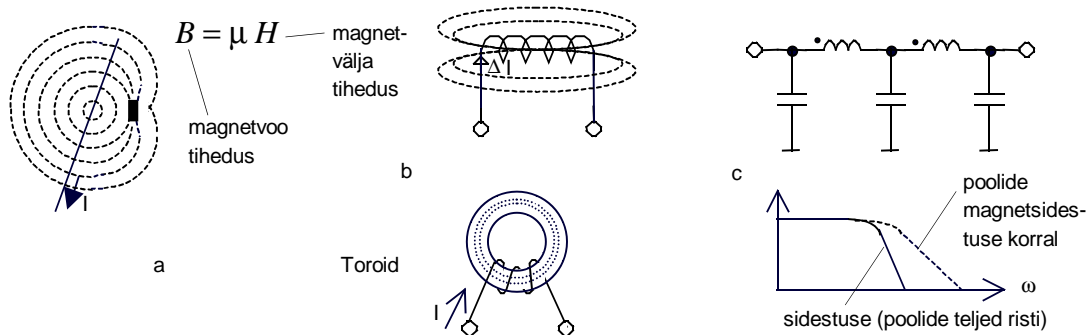
A. Kiirgus voolusilmusest on võrdeline silmuse pindalaga A:

$$|E| = 1,32 \cdot 10^{-14} f^2 \frac{A}{d} I \left[\frac{V}{m} \right].$$

Siit tuleneb kuldne reegel - viia signaalijuhe, samuti näiteks + toitesiin maasiinile (siin siis miinustoitejuhtmele) võimalikult lähedale -vähendades niimoodi signaalsilmuse pindala.

B. Kõrgsagedusvool voolab minimaalset näivtakistust pidi. Induktiivsuste korral sealt, kus on maksimaalne vastastikkune induktiivsus (joon. 8.2.1)





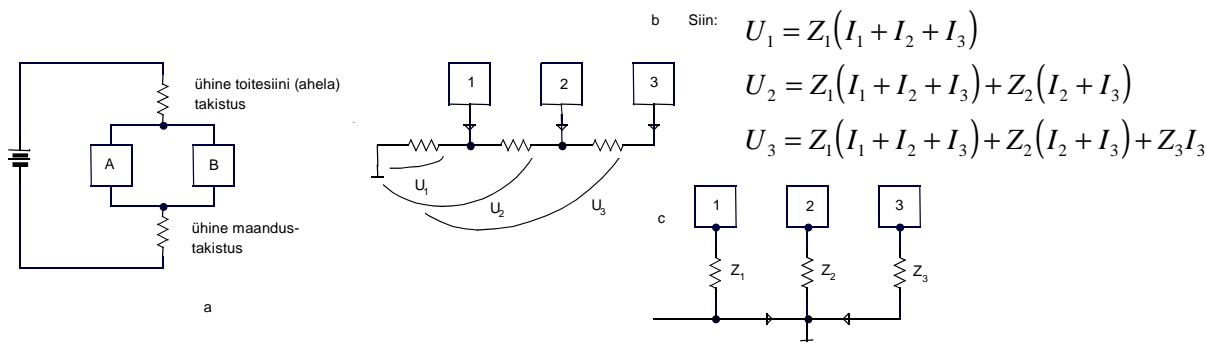
Joon. 8.2.4

Mõlemil juhul on ühiselemendi (mahtuvuse või induktiivsuse) mõju sidestusele määratud voolujuhtivate osade kauguse logaritmiga; magnetiline sidestus on võrdeline tekkiva silmuse pindalaga.

E. Sidestuse segavariant (L ja C). Tihti esineb üheagselt nii elektriline kui ka magnetsidestus - näiteks lamekaablis, vooluribades ja mujal. Siin on tekkivad protsessid tunduvalt keerukamad. Nii näiteks võib ilmuda väljahäälstatud skeemi häälstatuse muutus ühenduskaabli vahetamise tõttu.

8.2.2 Sidestus ühise takistuse kaudu

A. Sidestus ühise takistuse kaudu. Olukorda illustreerib joon. 8.2.5a. Vool, voolates läbi A tingib maa potentsiaali muutuse ka B-s, tekitades seega sidestuse A ja B vahel. Siin võib eristada järjestikkust (b) ja paralleelset (täht) (c) maandust.



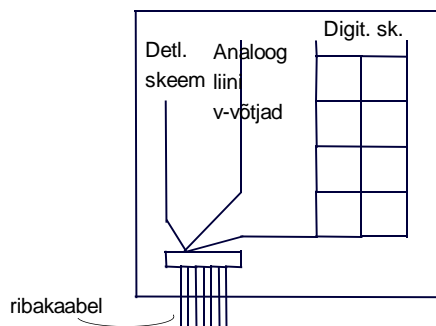
oon. 8.2.5

J

Järjestikkunavariant realiseeritakse tavaliselt maandusribana trükkplaadi ääres, tekkivaid sidestusi iseloomustab vastav aseskeem. Ühistakistuste Z_1 ja Z_2 vähendamine vähendab pingelangu maandusel, seega astmetevahelist sidestust. Tahtuhendusel välistatakse ülekanne maanduse kaudu peaaegu täielikult. Peaaegu seetõttu, et tegelik maandustakistus ei võrdu kunagi nulliga (d). Lahenduse puuduseks on suurem trükiribade arv ja plaadi selleks vajalik plaadi pindala.

Enamikel juhtudel on maandus ülaltoodute segavariant. Nii näiteks on mõistlik eraldada

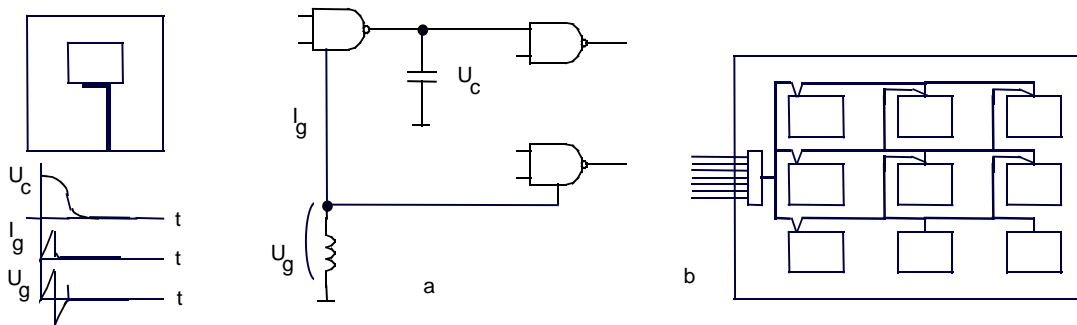
maandused analoog - ja digitaalskeemiosade jaoks (joon. 8.2.6). Siin on toodud PC



Joon. 8.2.6

andmeterinali plaadi maandusahelad. Tegemist on digitaalse raudvaraga, kus genereeritakse mitmemegahertzilised järsufrondilised impulsid. Deflektorskeemis tekitatakse mõnevõrra aeglasemad, kuid suuremaamplituudilised impulsid. Liinivastuvõtjad aga ei anna palju maandusvoolu, kuid seeest tuleb neid kaitsta ühise maa-sidestuse tõttu tekkida võivatest valeandmetele reageerimise eest.

B. Juhi omainduktiivsus mõjub tihti enam kui juhi aktiivtakistus. Ajas muutuv vool, läbides induktiivsust, põhjustab pingelangu. See võib olla tõsiseks probleemiks maanduste tagamisel digitaalskeemide, kus on tegemist järskude frontidega signaalidega. Olukorra teevad keerulisemaks veel laengute kogunemine skeemimahtuvustel, millised põhjustavad suuri voolude tippväärtusi. Vaatleme joon. 8.2.7 a. toodud olukorda, kus skeemi väljund on kõrgel



Joon. 8.2.7

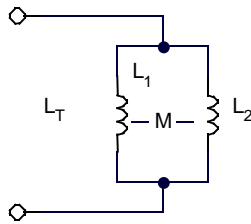
loogilisel nivool. Sel nivool toimus ka väljundmahtuvuse laadimine. Kui nüüd väljund võtab madala nivoo, lühistub kondensaatori laeng maandusahela kaudu. Tekib tühjenemisimpulss suurusega $I = CdU/dt$. Kiirem ümberlülitus tekitab seega suurema voolupulsi. selle pulsi tippväärtus ületab tihti märgatavalt vooluväärtust rahuolukorras. Kui voolupulss kohtab maandusviigu induktiivsust, indutseeritakse seal pinge $U = LdI/dt$. Järsufrondiline voolupulss indutseerib maapotsiaalile positiivse pingeväljaviske, millele järgneb negatiivne väljaviske. Nagu joonisel on näidatud, on

tõenäosus loogilise vea tekkeks siis, kui kasutakse sama maandust järgmise astme sisendahelas.

Toome arvutusnäite. Kui väljundis on mahtuvus 10 pF, pinge muutuse kiirus on 4V/5ns jooksul. Saame voolu tippväärtuseks 8 mA. Maa pinge amplituud sõltub suhtest dI/dt . Kui kiirelt tõuseb ja langeb oma tippväärtuse suhtes? See on määratud teist järku tuletisega pingekujust väljundis, saavutades maksimumi pingekuju nurkades ja peegeldab, kui kiirelt saavutatakse kiirus 4V/5ns. antud näite jaoks eeldame, et voolupulsi nii kasvu kui languse kiiruseks on 8 mA /1ms. Maanduse induktiivsuse 100nH korral saame maanduse potentsiaali muutuseks ± 800 mV.

Induktiivsuse vähendamisevõtteks on vooluribade (induktiivsuste) paralleelühendus. Koguinduktiivsuseks saame²³

$$L_T = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M}$$



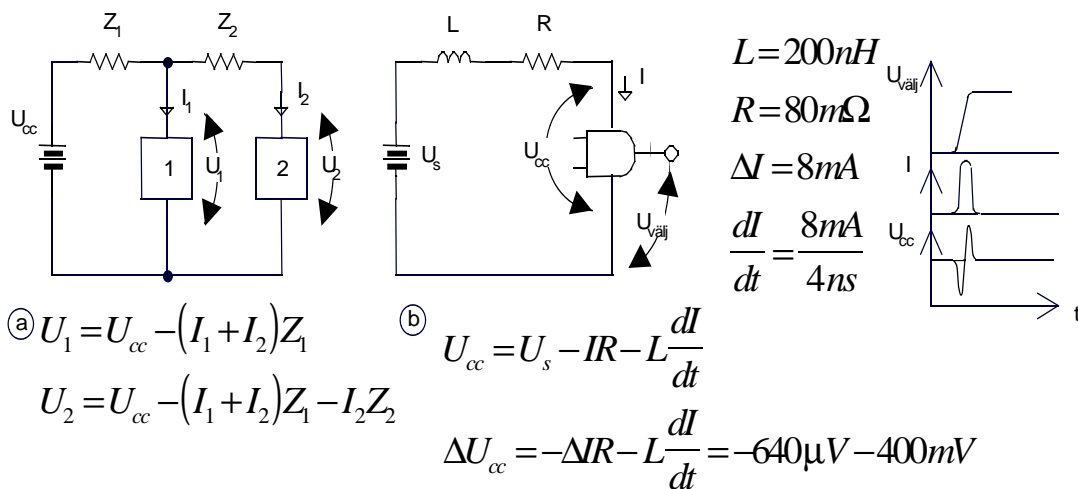
Joon. 8.2.8

Sellele tugineb ka digitaalskeemides tihti kasutatav võrekujuline maandus (b), eeldades, et mitu juhti on parem kui üks. sisuliselt on siin tegemist järjestik- ja paralleelmaanduse kombinatsiooniga.

Võtame siin kokku induktiivsuse vähendamisevõimalused: trassi pikkuse lühendamine; trassi laiendamine; voolu all oleva (ring)ahela pindala vähendamine; mitmikribade kasutamine (paralleelühendus).

C. Sidestus toitesiooni kaudu. See on tingitud toitesiooni (näiteks +juhtme) mittenullisest takistusest. Joon. 8.2.9 a näitab,

²³ Mida lähemad on ribad, seda vähem vähemal koguinduktiivsus; lähestikku 2 riba on sama, mis üks sama (kui 2 kokku) riba.



$$\textcircled{a} U_1 = U_{cc} - (I_1 + I_2)Z_1$$

$$U_2 = U_{cc} - (I_1 + I_2)Z_1 - I_2Z_2$$

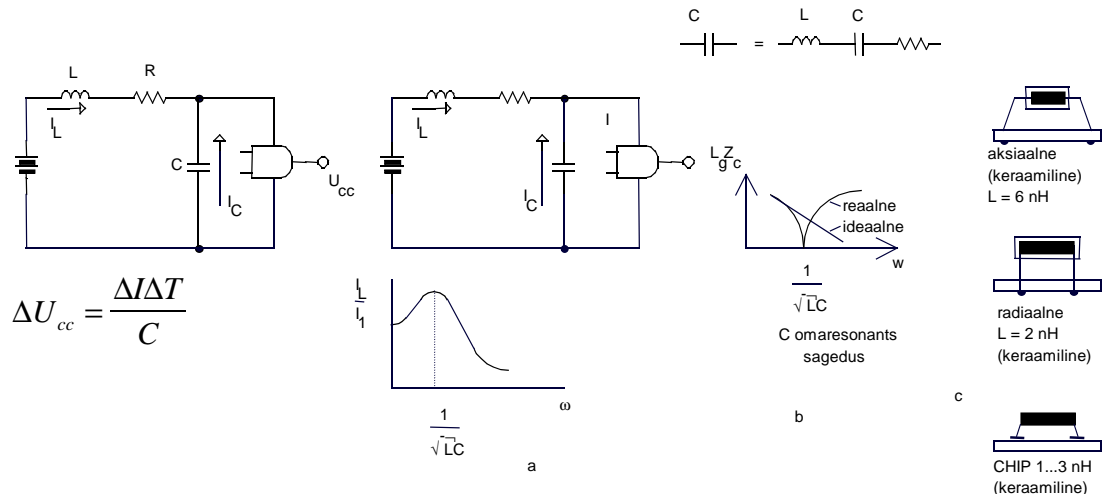
$$\textcircled{b} U_{cc} = U_s - IR - L \frac{dI}{dt}$$

$$\Delta U_{cc} = -\Delta IR - L \frac{dI}{dt} = -640\mu V - 400mV$$

Joon. 8.2.9

et ühe astme vool mõjutab teise astme toidet. Ka siin saab vähendada analoogselt maandusega takistust, eraldada üksteisest digitaal- ja analoogastmete toide. Võib näha ka arvutusnäitest (b), et toitepinge kõigub väljundimpulsi ajal ± 400 mV, mis antud näites küll ei põhjusta valerakendusi, kuid paljude lülide korral on see tõenäoline. Olukorda päästab blokeerikondensaator (sildav, bypass), kuna pinge kondensaatoril ei saa muutuda hetkeliselt. Joonisel (c) on toodud ka pinge muutus halvimal juhul, eeldades, et toiteallika sisetakistus v_v -le on palju kordi suurem kui sildava kondensaatori takistus impulsi spektraalpiirkonnas. Siis pulsi ajal tekkiv vool ei pea voolama läbi siseinduktiivsuse ja takistuse, vaid võetakse kondensaatorilt. Oluline efekt on siinjuures veel see, et kuna vool ei läbi induktiivsust, on kiiratud häireväli tunduvalt väiksem. Siin on oluline arvestada siseinduktiivsuse ja kondensaatori resonantsi, see peab jääma tunduvalt allapoole impulsside põhisagedusest (joon. 8.2.10 a). $\frac{I_L}{I} = \frac{1}{(1 + pRC + p^2LC)} - vt.$ karakteristik (a).

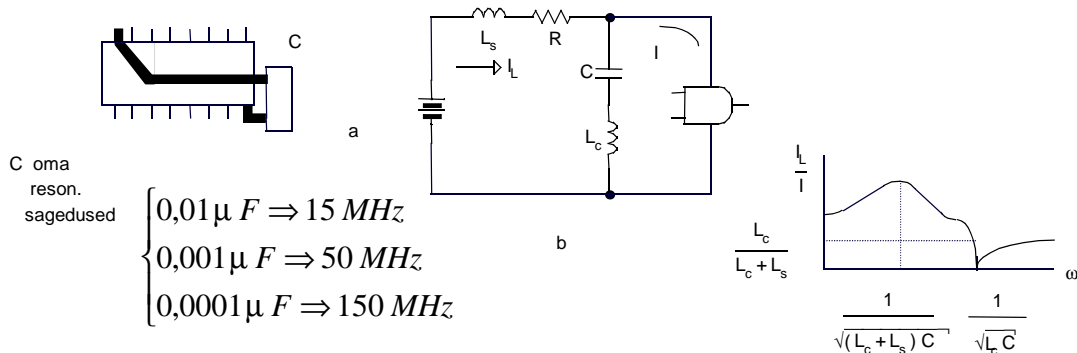
Kondensaatoritega sillates tuleb arvestada tekkiva ahela,



Joon. 8.2.10

seejuures ka kondensaatori enda viikude induktiivsust. Kondensaatori endainduktiivsuse mõju illustreerib (b), erinevate kondensaatorite viikude induktiivsusi (c) ja trassi induktiivsuse arvestusvajadust endaresonantsi leidmisel (joon. 8.2.11 a). vastav

$$I_L = I \frac{\frac{1}{pC} + pL_c}{\frac{1}{pC} + pL_c + pL_s + R} \quad 24$$



Joon. 8.2.11

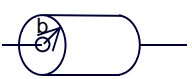
aseskeem on toodud (b). Edasine induktiivsuse voolu vähendamine saab toimuda induktiivsuse suurendamisega kas täiendava induktiivsusega (väiksema kiirguse huvides toroidil) või juhtmele

²⁴ Arenadades seost edasi voolude suhteni, saame:

$$\frac{I_L}{I} = \frac{1 + p^2 L_c C}{1 + p^2 (L_c + L_s) C + pRC}$$

ferrittrõngaste, ühe ja mitmeavaliste silindrite (ferrite bead) pealeasetamisega. Toome siin vastavad arvutusvalemid. Teatavasti iseloomustatakse magnetmaterjali suhtelise magnetilise läbitavusega μ_r , mis on kompleksarne. Selle reaalosa μ_r' iseloomustab magnetvoo tihenemist magnetmaterjalis, imaginaarosa μ_r'' aga kadusi magnetvoo materjalist läbimisel. Kaod antakse tihti kaonurga tangensi kaudu *²⁵ EMC vähendamisel kasutatavad ferriidid on optimeeritud suure kaonurga jaoks. Valemites saadud tulemused on pikkusühiku kohta, arvutusel tuleb need korrutada ferriitsilindri pikkusega.

sisemine $\varnothing a$, väline raadius = b



$$\mu_r = \mu_r' - j\mu_r''$$

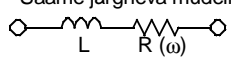
$$L = \mu_r' L_0 - j\mu_r'' L_0$$

$$L = 2 \cdot 10^{-7} \mu_r \ln\left(\frac{b}{a}\right) [H/m]$$

$$Z = j\omega L = \underbrace{j\omega \mu_r' L_0}_L + \underbrace{\omega \mu_r'' L_0}_{R(\omega)} \quad \left[\frac{\Omega}{m}\right]$$

$$võllis L_0 = 2 \cdot 10^{-7} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

Saame järgneva mudeli:



Joon. 8.2.12

Tuleb arvestada ka läbitavuse imaginaarosa sõltuvust töösagedusest, samuti südämike küllastust juhul läbiva alalisvoolu tõttu.

²⁵ * $tg\delta = \frac{\mu_r''}{\mu_r'}$