

Erik Margan

Deset pravil lepega vedenja za elektrotehnike

*Gospod James M. Bryant je inženir za aplikacije v podjetju Analog Devices. Leta 1996 sem imel čast spoznati ga na seminarju v Ljubljani. Sedela sva skupaj ob kosilu v hotelu Slon in klepetala o znanstveni fantastiki in kako dobro so A.C. Clarke, I. Asimov in ostali znali ekstrapolirati nekatere trende razvoja v znanosti in zlasti tehniki. Takrat mi je dejal : "Kot inženir za aplikacije si bom oddahnil, ko bodo končno iznašli sobno-temperaturne supra-
prevodnike; ne morete si misliti koliko elektronikov verjame da so te iznašli že zdavnaj in da je baker najboljši od vseh!"*

Vsebina :

Namesto uvoda	3
1) Upoštevaj upornost !	5
2) Zavedaj se kapacitivnosti !	7
3) Ne pozabi induktivnosti !	11
4) Razlikuj ozemljitev, maso in ničlo !	14
5) Bodi pozoren na sklopitve napajanj !	17
6) Ravnaj previdno s kabli !	22
7) Ne zanemari lastnosti uporov !	25
8) Ne podceni lastnosti kondenzatorjev !	28
9) Ne zaničuj lastnosti tuljav !	30
10) Sopštuj omejitve operacijskih ojačevalnikov !	32
Namesto zaključka	38

Seznam slik :

Slika 0	4
Slika 1	5
Slika 2	9
Slika 3	10
Slika 4	12
Slika 5	13
Slika 6	13
Slika 7	14
Slika 8	15
Slika 9	18
Slika 10	19
Slika 11	20
Slika 12	22
Slika 13	25
Slika 14	26
Slika 15	28
Slika 16	31
Slika 17	33
Slika 18	34
Slika 19	35
Slika 20	36
Slika 21	36
Slika 22	37
Avtor	38

Namesto uvoda

Večina elektrotehnikov je prepričanih, da je Narava v svojem najglobljem bistvu muhasta in da je edini zakon, ki zares velja, Murphyjev zakon. Posledično verjamejo da so zakoni, ki so se jih učili v šoli, na pr., Ohmov zakon, Kirchoffova zakona ter Lenzov in Faradejev zakon, le idealizirana aproksimacija laboratorijskih dogodkov in z resničnim življenjem nimajo veliko skupnega. Tisti, ki so že kdaj slišali za kvantno fiziko, so našli potrditev takih domnev v Heisenbergovem Principu nedoločenosti.

Vsakdo, ki se je kdaj lotil načrtovanja kakšne elektronske naprave, ve kako to gre :

- po nekaj tednih podrobnih analiz in zapletenih izračunov ter računalniških simulacij končno pridemo do vezja, ki, vsaj na papirju in v računalniku, deluje kot si želimo ;
- prvo testno vezje se ob vklopu le pokadi ;
- drugo testno vezje se pokadi čez čas in brez očitnega vzroka, sicer pa, preden se je pokadilo (in tudi po tem), je bilo mrtvo ;
- tretje testno vezje se ne kadi več, zato pa nori - oscilira, šumi, brni, naključno spreminja delovne pogoje ali preprosto "odplava" proti eni od napajalnih napetosti vsakič, ko se mu približamo ali se od njega oddaljimo ;
- četrto vezje končno za silo deluje, a še zdaleč ne tako kot smo si želeli ; v obupu pokličemo na pomoč prijatelja, ki slovi kot izjemno uspešen reanimator ali eksorcist (v povprečju, od desetih vezij, tri uspešno oživi, enega delno pozdravi, preostalim pa odpoje mašo zadušnico) ; ta kot rešitev priporoči žrtvovanje device (besedo "*device*" je treba brati v angleščini) ; ritual se izpelje tako da vzamemo popolnoma novo analogno integrirano vezje, po možnosti svinjsko drago, ki še ni bilo nikoli nikjer vgrajeno, ter ga ob petju "*Amazing Grace*", ali kake druge svečane pesmi, ob polnoči pri polni luni stremo z enim samim udarcem večjega kladiva ; če nimamo popolnoma novega analognega vezja (digitalnih se ne spodobi žrtvovati, ker so prepceni), ali če je polna luna šele čez tri tedne, uporabimo rezervno varianto : možganski vihar (angl. "*brainstorm*") ob zalivanju s pivom ; zalivamo se seveda mi in ne vezje ; pivo ima, namreč, prav blagodejni učinek : alkohol sprošča nekatere psihološke zavore, obenem pa je njegova koncentracija v pivu zadosti nizka, zato tudi koncentracija v možganih le postopno narašča, tako da obdobje, ko nam na pamet padajo vse mogoče in nemogoče rešitve, traja zadosti dolgo ; po šestem pivu pa je blagodejnega učinka konec : postane nam prekleto vseeno za katerokoli vezje in se odpravimo spat ; naš bolj izkušen prijatelj, ki jih je spil le pet, pa po metodi slepe kure (= metoda brezupnih poskusov) še naprej vztraja : rije s spajkalnikom, reže z olfa-nožem in občasno izgovarja "mante" (svete magične besede, ki se prenašajo ustno iz roda v rod in jih iz razumljivih razlogov ne smemo objaviti) ; zjutraj ugotovimo da mu je še enkrat uspel čudež, zato ga vsepovsod hvalimo, a nikoli si ga ne upamo vprašati kaj točno je naredil (če si je sploh zapomnil!), ker smo prepričani da bo vezje začelo nagajati na popolnoma nov način tisti hip, ko izvemo kaj je bilo narobe ;

- če gre za serijsko proizvodnjo, je nujno vsa nadaljnja vezja narediti natanko tako kot prvotno ikebano (poskus lepše razporeditve komponent in vdelava žičnih prevez na tiskano vezje se ne obneseta, to vajo smo že stokrat dali skozi) ;
- uporaba istega vezja v druge namene ali v drugem izdelku se prav tako ne posreči, razvoj je treba začeti popolnoma na novo.

Načrtovalci vezij radi pozabljajo, da je v dejanskem vezju prisotna neskončna množica elementov, ki jih v izračunih niso ne predvideli ne upoštevali in jih zato tudi v shemi niso narisali.

Argument, ki ga zagovarjam, se glasi nekako takole :

Murphyjev zakon nam pove le, da Narava nemoteno deluje naprej, četudi smo mi arogantno ignorirali ali le po nesreči pozabili na katero izmed njenih zakonitosti. Narava je v bistvu neverjetno tolerantna do naših oslarij in je vedno znova pripravljena ponuditi še eno priložnost, da se na lastnih napakah kaj naučimo.

Če bomo na ta način gledali na Vesolje, življenje in sploh vse, najbrž ne bomo naredili nič manj oslarij, utegnemo pa biti nekoliko potolaženi ob misli da nas nihče ne sovraži bolj kot se sovražimo sami.



Sl. 0 : Brez besed ...

1) Upoštevaj upornost !

Ohmov zakon je pravzaprav le posebna oblika Murphyjevega zakona. Poglejmo si naslednje relacije :

$$\begin{aligned} 1 \text{ A} \times 1 \Omega &= 1 \text{ V} \\ 1 \text{ mA} \times 1 \Omega &= 1 \text{ mV} \\ 1 \mu\text{A} \times 1 \Omega &= 1 \mu\text{V} \end{aligned} \quad (1)$$

Torej, če želimo biti natančni, moramo paziti na vsak ohm. Dve točki, povezani s prevodnikom, pa naj bo ta še tako dober, ne bosta na istem potencialu, če skozi prevodnik teče od nič različen tok (visoko-temperaturnih supra-prevodnikov še ni na trgu).

Vzemimo za primer 100 mm dolgo in 1 mm široko povezavo na tiskanem vezju.



Sl. 1 : Dolg, ozek in tanek vodnik ima lastnost, ki ji pravimo "upornost" (sicer pa tudi kratek, širok in debel vodnik ima upornost). Upornost je mogoče izračunati, vendar se nikomur ne zdi smiselno še enkrat preverjati veljavnost Ohmovega zakona.

Kot vemo, je upornost R sorazmerna specifični upornosti ρ kovine iz katere je vodnik in dolžine vodnika l , obratno sorazmerna pa s površino preseka A :

$$R = \frac{\rho l}{A} \quad (2)$$

Za vodnik na tiskanini je $A = d \times h$, kjer je h višina bakrene plasti.

Specifična prevodnost bakra je $\rho_{\text{Cu}} = 1.724 \times 10^{-8} \Omega \text{ m}$ pri 25°C , ali drugače povedano, upornost 1 m dolgega vodnika s površino preseka 1 mm^2 bi bila 0.01724Ω . Pri le 100 mm dolžine bo upornost desetkrat manjša, $1.7 \text{ m}\Omega$. Običajna višina bakrene plasti na tiskanem vezju je $h = 0.038 \text{ mm}$, kar pomeni da bo površina preseka $A = 0.038 \text{ mm}^2$. Ker je ta presek manjši od tistega s katerim smo prvotno računali, bo končna upornost $R = 0.001724/0.038 = 45 \text{ m}\Omega$. Če bi po tem vodniku teklo 2.2 mA , bi bila napetostna razlika $100 \mu\text{V}$, kar je včasih dovolj za težave.

Ko boste naslednjič risali tiskano vezje, preden narišete napajalne vodnike in ozemljitev, vzemite si nekaj minut časa za ta preprost izračun in ugotovite kako široke povezave potrebujete da bo napajalna napetost še vedno zadostila zahtevam. Enako storite pri povezavah, ki bodo odločilne pri prenosu občutljivih signalov, ki jih želimo močno ojačiti. Predvsem pa, povezave naj bodo čim krajše.

Ne pozabite : upor je naprava za konverzijo energije - elektromagnetno energijo spreminja v toplotno ! Če imate v vezju toplo točko, bo po večjem številu toplotnih ciklov spajka začela odstopati. Dobili boste čudovit "mrzli lot", ki bo včasih imel stik in včasih ne in zelo težko ga bo odkriti.

Žal, s tem še ni konec težav. Kar smo povedali, velja za konstantni enosmerni tok. Če pa se jakost toka spreminja, moramo upoštevati **kožni pojav** (angl. *skin-effect*).

Elektromagnetno polje namreč ne zna nič pametnejšega kot da se podi po prostoru s svetlobno hitrostjo. Pri visokih frekvencah, polje, ki povzroča tok, nima dovolj časa da prodre v globino vodnika (gibljivost nosilcev naboja ni neskončno velika) in se plazi po njegovi površini, tok pa za zunanjim poljem zaostaja. Vdorna globina polja, ki je definirana kot globina, pri kateri gostota toka pade na vrednost $1/e$ glede na vrednost, ki jo ima na površini vodnika, je podana z naslednjo odvisnostjo od frekvence :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu\pi f}} \quad (3)$$

Tukaj je μ magnetna permeabilnost, ki je odvisna od materiala iz katerega je prevodnik. Za vakuum, $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Vs/Am, tako kot za nemagnetne materiale (pri magnetnih materialih je treba še množiti z relativno permeabilnostjo μ_r). Formula velja le, če je vdorna globina manjša od debeline vodnika, sicer je izraz bolj zapleten, zaradi geometrije polja. Kožni pojav efektivno zmanjša presek vodnika in posledično poveča njegovo upornost na višjih frekvencah. Za baker je vdorna globina $\delta_{Cu} = 66/\sqrt{f}$ mm; pri frekvenci $f = 1$ MHz je to 0.066 mm, zato je v zgornjem primeru še ni treba upoštevati. A že pri frekvenci 10 MHz znaša le 0.020 mm, kar zmanjša presek iz zgornjega primera za skoraj polovico in podvoji efektivno upornost !

2) Zavedaj se kapacitivnosti !

Kadarkoli imamo dva vodnika, med katerima je le neprevodna snov ali vakuum, imamo opravka s kapacitivnostjo. Dva vodnika, ki nimata skupnih točk, sta vseeno povezana, že zaradi dejstva da obstajata v istem Vesolju in tega nisem povedal le za hec. Hec pa je, da ima večina ljudi za samoumevno in logično dejstvo, da svetloba in toplota prihajata od Sonca na Zemljo (povprečna razdalja 149.6 milijonov kilometrov), obenem pa se jim zdi nadvse čudno in mistično da elektromagnetno valovanje lahko prečka milimeter ali dva veliko razdaljo med dvema sosednima vodnikoma na tiskanem vezju.

V Mednarodnem sistemu merskih enot (SI), je svetlobna hitrost povezana z dvema temeljnima elektromagnetnima konstantama v naslednji obliki :

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} = 299792458 \text{ m/s} \quad (4)$$

kjer je permitivnost vakuumu $\varepsilon_0 = 8.8542 \times 10^{-12} \text{ As/Vm}$, magnetno permeabilnost μ_0 pa smo že spoznali.

Kapacitivnost med dvema vodnikoma je torej posledica dejstva da ima že vakuum sam lastnost dielektrika (ta je posledica naključnih kvantnih fluktuacij v Fermi-Diracovem "morju", katerih energija je določena z velikostjo Planckove konstante, a s tem naj si naprej belijo glavo tisti, ki jih navdušuje kvantna fizika in Stephen Hawking).

Recimo da enega od vodnikov priklopimo na enosmerno napetost. V trenutku priklopa nastane v prostoru okoli vodnika transverzalni elektromagnetni val (ki ga lahko zaznamo že z navadnim AM radijskim sprejemnikom - slišali ga bomo kot kratek pok). Velikost vala bo odvisna od razmerja impedanc vodnika proti okoliškemu prostoru. Prostor (vakuum) ima impedanco, in sicer realno ohmsko impedanco, enako za vse frekvence, ki jo lahko izrazimo z (glej, no, glej!) :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 377 \Omega \quad (5)$$

(Pozor : karakteristično impedanco prostora za transverzalni elektromagnetni val izražamo v ohmih in ne v ohm metrih, kot je to pri specifični upornosti vodnika !)

Pri vsaki spremembi napetosti vodnika, večji del nastalega polja izseva v okolico ; tisti del, ki se sreča z drugim vodnikom, se odbije nazaj, le manjši del se toplotno in tokovno absorbira (spet odvisno od razmerja impedanc). Prosti elektroni v vodniku se obnašajo kot zelo dobro zrcalo, zato bo magnetna komponenta odbitega vala v nasprotni fazi od vpadnega, električna komponenta pa v enaki fazi, kar pomeni da bo vsota obeh polj v vmesnem prostoru imela oslajeno magnetno in povečano električno komponento. Po nekaj stotisoč takih odbojev sem in tja (s svetlobno hitrostjo) bo končno polje stacionarno ("elektrostatično", čeprav tu ni nobene statike, le dva nasproti potujoča vala s sofazno električno in protifazno magnetno komponento).

Energija, shranjena v polju v prostoru, se zaključi na vodnikih in tam zadržuje naboj, tudi na drugem vodniku, ki ni vezan na izvor (pojavo učeno pravimo "*influenca*" in

nima nobene zveze z gripo, razen istega korena besede v latinščini, katere prvotni pomen "vpliv" je dejansko pomenil da ne za gripo ne za elektriko nekoč niso imeli pojma kako se prenašata). Energijska gostota polja je odvisna od geometrijskih razsežnosti polja, zato je tudi kapacitivnost odvisna od geometrije. Če pa v polju nastopa tudi prostorsko močno vezan naboj, torej nek izolacijski material, bo ta z vezalno energijo svojih elektronov prispeval skupni energiji, kar bomo zaznali kot povečanje kapacitete zaradi večje relativne dielektričnosti.

Bolj splošno, če v prostoru nastopata prost naboj (v ioniziranem plinu, v kovinskih vodnikih ali v polprevodniku) ter vezan naboj (v izolatorju) se zgornji formuli posplošita :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_r \mu_0 \varepsilon_r \varepsilon_0}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (6)$$

in

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\varepsilon_r \varepsilon_0}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (7)$$

kjer sta μ_r in ε_r relativna magnetna permeabilnost in relativna dielektričnost materialov, L je induktivnost tokovne zanke in C medsebojna kapacitivnost vodnikov (če smo bolj natančni, bi tudi enosmerno ohmsko upornost in kožni pojav morali prišteti k Z).

Za par bakrenih vodnikov je $\mu_r \approx 1$, zato sta impedanca in hitrost razširjanja valovanja le pod vplivom dielektričnosti, oziroma medsebojne kapacitivnosti.

Formule za izračun kapacitivnosti med dvema dolgima paralelnima vodnikoma, koncentričnimi krogli ali valji ter podobnimi eksotičnimi oblikami lahko najdemo v vsakem boljšem učbeniku. Bolj preprosta oblika, ki redno nastopa v primeru tiskanih vezij je kapaciteta paralelnih plošč. Dve plošči, površine A , na medsebojni oddaljenosti d , tvorita kondenzator katerega kapacitivnost znaša :

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d} \quad (8)$$

kjer je ε_r relativna dielektričnost izolacijske snovi med ploščami. Vitroplast ("*fiber-glass epoxy*") z oznako FR4 (FR = "*flame-resistan*", odporno na ogenj), ki se najpogosteje uporablja za tiskana vezja, ima debelino $d = 1.5$ mm in $\varepsilon_r = 4.7$, kar daje specifično kapacitivnost okoli 2.8 pF/cm².

Kapacitivnosti niso prisotne le tam kjer jih želimo, ampak tudi tam kjer jih ne. Razsejane kapacitivnosti predstavljajo visoko-frekvenčno sklopitev med vsemi prevodniki, a najbolj prizadeti so tisti v neposredni bližini. "Živi" vodnik čuti kapacitivnost kot breme; kapacitivnost med "mirnim" in "živim" vodnikom pa povzroči presluh. Velikost presluha je odvisna od hitrosti spremembe signala v "živem" vodniku ter od spodnje mejne frekvence, torej od medsebojne kapacitivnosti in impedance, ki jo ima "mirni" vodnik proti skupni referenčni točki.

Za primer vzemimo dva sosednja vodnika na tiskanem vezju, ki sta široka 0.4 mm, in potekata paralelno v dolžini 50 mm, na medsebojni srednji razdalji 1.27 mm, sl.2 .

Za izračun v tem primeru višino bakrene plasti lahko zanemarimo in upoštevamo dvakratno "srednjo" površino vodnika (zmnožek dolžine in geometrične sredine med

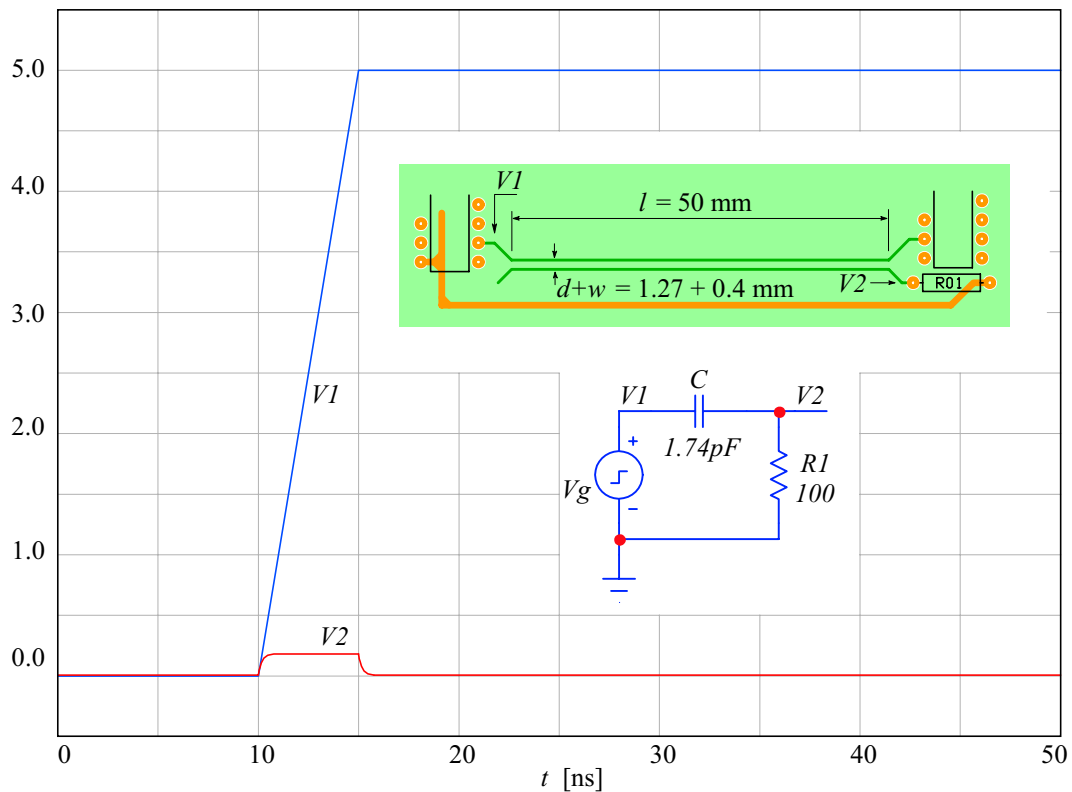
bližjim in daljšim robom, $2 \times 50 \times \sqrt{(1.27 + 0.2) \times (1.27 - 0.2)} = 125 \text{ mm}^2$), ter neko "srednjo" relativno dielektričnost, recimo $\epsilon_r = 2$ (ker se del polja zaključuje v zraku nad tiskanino, del pa znotraj tiskanine). Torej bo :

$$C = \frac{2 \times 8.85 \times 10^{-12} \times 125 \times 10^{-6}}{1.27 \times 10^{-3}} = 1.74 \text{ pF} \quad (9)$$

Sedaj pa predpostavimo da je signal v "živem" vodniku digitalna stopnica, ki zraste na 5 V v 5 ns ter da je "mirni" vodnik zaključen proti skupni referenčni točki ("zemlja" ali "masa") z uporabo $R = 100 \Omega$. Kako velik napetostni skok dobimo na "mirnem" vodniku? Časovna konstanta je $\tau = RC = 0.174 \text{ ns}$, kar je mnogo manjše od časa naraščanja signala. To pomeni da bo naš RC -člen skoraj idealni diferenciator, zato bomo na uporu videli 5 ns dolg in okoli 174 mV visok impulz, ki ga lahko izračunamo po formuli :

$$v_R = R i_C = RC \frac{dv}{dt} = 0.174 \text{ ns} \times \frac{5 \text{ V}}{5 \text{ ns}} = 0.174 \text{ V} \quad (10)$$

Obliko signala prikazuje sl. 2.



Sl. 2 : Dva sosednja vodnika se lahko "pogovarjata" preko medsebojne kapacitivnosti.

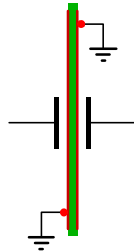
Nauk je jasan : občutljive visoko-impedančne vodnike je treba postaviti čim dlje od vodnikov, ki nosijo visoko-frekvenčne signale. Če si večje razdalje ne moremo privoščiti, presluh lahko bistveno zmanjšamo že z enim samim ozemljenim vmesnim vodnikom. Naslednja možnost je kapacitivna obremenitev vodnikov (proti "masi"), ki na "živem"

vodniku zmanjša dv/dt , na "mirnem" pa zniža impedanco na visokih frekvencah in naredi kapacitivni delilnik, kar zniža amplitudo presluha sorazmerno razmerju kapacitet :

$$V_2 = V_1 / (1 + C_p / C_s) \quad (11)$$

kjer smo s C_s označili kapacitivnost med vodnikoma in s C_p kapacitivnost paralelno z uporom. Če bi bil C_p le 18 pF, bi presluh zmanjšali na 16 mV, pri 180 pF pa na 1.7 mV.

Pri zelo občutljivih vezjih presluh lahko preprečimo, če občutljivi del vezja ločimo z ozemljeno ploščo (Faradejev ščit), sl. 3. Pozor : brez ozemljitve se presluh še poveča !



Sl. 3 : Faradejev ščit : presluh lahko zmanjšamo z veliko ozemljeno kovinsko ploščo primerne debeline. Težave nastopijo le pri definiranju pojmov "velika" in "ozemljena" - glej pod "Induktivnost". Vsekakor je priporočljivo da mase z obeh strani vezja povežemo na ščit, vsako s svoje strani, zato da se vsako polje zaključi na svoji strani (spomnimo se vdorne globine !). Dobra rešitev je tudi dvostransko pokovinjena plošča iz vitroplasta.

Plošča, ki bi segala dovolj daleč na obe strani tiskanega vezja je dokaj nerodna, če pa je premajhna, ni dovolj učinkovita. Lahko pa občutljivi del vezja pokrijemo z ozemljeno kovinsko škatlo, spodnji del tiskanega vezja pa "zaližemo", oziroma pustimo bakreno plast nejedkano in jo tudi ozemljimo. Včasih je dobro narediti enako tudi na delu vezja, ki povzroča moteče signale.

Še eno opozorilo : uporabljajte preklopne (angl. *switching*) napajalnike le kadar brez njih nikakor ne gre. Takrat pa zbijte hitrost prekopov kar se da, tudi na račun nekoliko slabšega izkoristka, blokirajte vsepovsod s kondenzatorji večjih vrednosti (med 10 nF in 1 μ F), na daljših povezavah tudi večkrat in ne varčujte s kovinskimi oklepi in debelimi masami.

Ko ste vse to naredili, lahko mirno naprej grizete nohte od skrbi. V tem primeru ne pomaga niti pivo.

3) Ne pozabi induktivnosti !

Induktivnost je tista lastnost, ki bi se je vsi elektroniki najraje znebili. Vsak še tako kratek košček vodnika ima induktivnost in (ja, uganili ste!) ta lahko povzroča težave. Induktivnost je vedno posledica neke tokovne zanke, vendar je možno zanko razbiti na majhne odseke in približno določiti induktivnost za en sam odsek. Za razliko od kapacitivnosti, kjer je geometrijo polja mogoče v večini primerov izraziti na preprost način, pri induktivnosti eksaktne izraze dobimo le z eliptičnimi integrali, pa še ti izračuni so za vsako obliko tokokroga drugačni. V praksi so zato v široki uporabi približni izrazi za posamezne primere. Vodniku valjaste oblike, dolžine l in premera d (oboje v mm) in $l \gg d$, priredimo induktivnost L v nanohenryjih po formuli :

$$L = 0.2 l \left[\ln \left(\frac{4l}{d} \right) - 0.75 \right] \text{ [nH]} \quad (12)$$

kar pomeni da pri vodniku s premerom $d = 0.5$ mm in dolžino $l = 10$ mm lahko računamo s 7.3 nH. Podobne razmere najdemo na priključkih tranzistorjev (odvisno od debeline vodnika bodo induktivnosti med 5 in 10 nH). To zadostuje za dodatnih 4 do 6 Ω pri 100 MHz (po relaciji $|Z| = 2\pi fL$). A to še ni vse. Impedanca je kompleksna reč. Poleg realne ohmske komponente ima tudi kapacitivno (negativno imaginarno) in induktivno (pozitivno imaginarno) komponento, kar pomeni da temu primerno suče fazo med napetostjo in tokom. Kapacitivnosti in induktivnosti imajo to nesrečno lastnost da radi družno tvorijo resonančna vezja, ki jih lahko dušimo le s primerno upornostjo.

Za trak na tiskanem vezju, dolžine l , širine d in višine h (vse v mm), induktivnost (v nH) opišemo dokaj dobro z naslednjo relacijo :

$$L = 0.2 l \left[\ln \left(\frac{2l}{d+h} \right) + 0.2235 \left(\frac{d+h}{l} \right) - 0.5 \right] \text{ [nH]} \quad (13)$$

Če za primer ponovno vzamemo sl.1, bomo izračunali $L = 95$ nH.

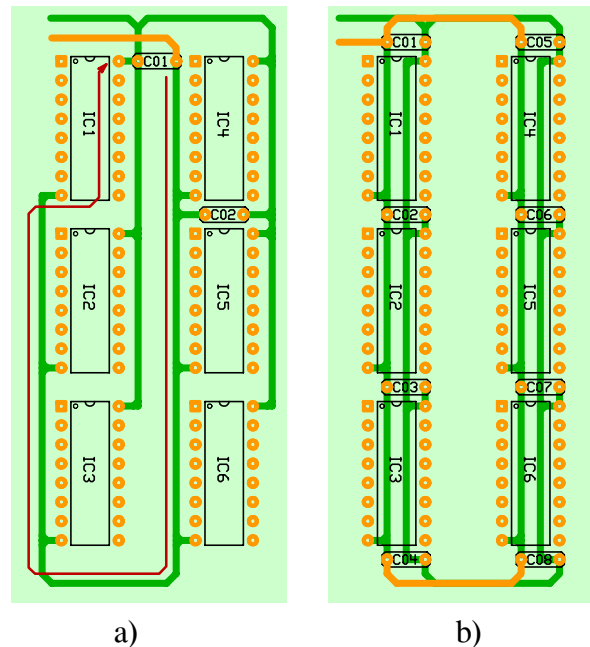
Oglejmo si sedaj eno najpogostejših napak pri načrtovanju tiskanih vezij, sl. 4.

Predpostavimo da je kondenzator C01 na sl.4a priključen na napajalnik. Integrirano vezje IC1 ima negativni napajalni priključek vezan preko dolge povezave (~ 145 mm), kar pomeni da "plava" na induktivnosti okoli 150 nH. Ob preklopu iz enega logičnega stanja v drugo sta za kratek čas (nekaj ns) oba izhodna tranzistorja odprta in vezje povleče med 25 in 75 mA (odvisno od tipa logike).

Tokovni sunek, ki v 5 ns zraste na 50 mA povzroči na induktivnosti 150 nH napetostni skok 1.5 V, ter enako velik negativni skok, ko tok pada. Inducirana napetost je namreč enaka :

$$v_i = L \frac{di}{dt} = 150 \times 10^{-9} [\text{Vs/A}] \frac{0.05 [\text{A}]}{5 \times 10^{-9} [\text{s}]} = 1.5 \text{ V} \quad (14)$$

Spodnji prag preklopa pri TTL je 0.8 V, zgornji pa 2 V, zato lahko z gotovostjo rečemo da bo vezje IC1 pri vsakem preklopu imelo neko svojo "čudno" logiko, ki nikakor ne bo takšna kot piše v logični tabeli stanj, ki jo je napisal proizvajalec.



Sl. 4 : Primera blokade napajalne napetost pri digitalnih vezjih : a) če gre za CMOS logiko serije 4000, bo morda vse še delalo. Pri 74HCxxx ali 74LS-TTL seriji bodo zagotovo težave z IC1, IC2, IC3 in IC6, da o 74AC-seriji ali 74F-TTL sploh ne govorimo. Poglejte si to ogromno zanko, ki jo tvorita IC1 in C01. b) mnoooooooooooooo boljše !

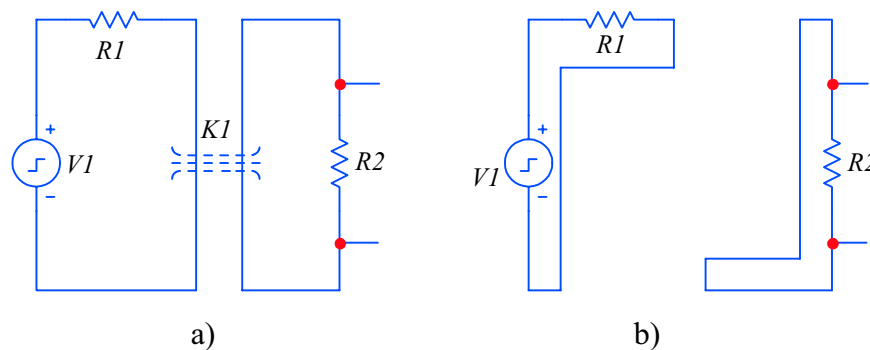
Induktivnost je torej lastnost vsake tokovne zanke. Žal, poleg lastne induktivnosti, obstaja tudi medsebojna induktivnost dveh tokovnih zank. Pravzaprav je to tudi srečna okoliščina, sicer ne bi imeli transformatorjev, samo z baterijami pa bi težko shajali.

Medsebojna induktivnost je, tako kot lastna, sorazmerna površini tokovnih zank in številu ovojev. Zanke na tiskanih vezjih imajo ponavadi le en sam ovoj (razen kadar namenoma naredimo spiralno planarno tuljavo ali kaj podobnega). Zato pa malomarni načrtovalci tiskanih vezij to dobro lastnost hitro kompenzirajo z veliko površino zanke.

Kot pri kapacitivnosti, je tudi tukaj velikost indukcije odvisna od medsebojne razdalje dveh zank. Če razdalje ne moremo povečati bolj kot nam dopuščajo dimenzije tiskanega vezja, lahko vsaj zmanjšamo površino zanke. Včasih zadostuje že, če peljemo tok tja in nazaj po sosednih vodnikih, podobno kot na sl. 5b, idealno pa je, če se poti tja in nazaj prekrivata na nasprotnih straneh tiskanega vezja.

Če kljub vsem naporom še vedno imamo težave z medsebojno indukcijo, lahko uporabimo Faradejev oklep, tako kot pri razsejanih kapacitivnostih.

Pri nizkih frekvencah je ščit ali kar škatla iz μ -metala praktično edina učinkovita (a tudi draga in težka) rešitev. Pri višjih frekvencah rabimo polni Faradejev ščit, če je le vdorna globina pri teh frekvencah mnogo manjša kot je debelina ščita (mrežica, ki včasih pomaga pri kapacitivnih sklopitvah, za magnetno komponento polja ne deluje tako dobro). Bakrena plast nad tiskanino deluje sprejemljivo šele nad 10 MHz.



Sl.5 : a) Vsaka zanka ima lastno induktivnost, dve sosedni zanki imata tudi medsebojno (magnetna sklopitev K_1). Obe lahko zmanjšamo s tem da zmanjšamo površino zank in povečamo medsebojno oddaljenost. b) Presluh med dvema zankama zmanjšamo tudi če omejimo frekvenčni spekter (zmanjšamo di/dt , na pr. s kondenzatorjem vzporedno z R_2). Inducirana napetost se ne spremeni prav nič, če zanki v katerikoli točki povežemo skupaj in/ali ozemljimo.

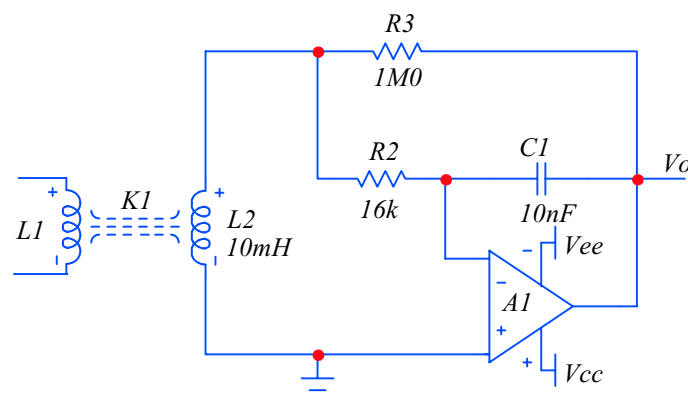
Magnetna polja so dipolna, zato upadajo z tretjo potenco razdalje (električna z drugo) ; daleč od izvora smo, namreč, skoraj enako oddaljeni od obeh polov. To pomeni da, če razdaljo podvojimo, bodo motnje $8 \times$ manjše (in ne le $4 \times$).

Poleg tega so magnetna polja tudi prostorsko orientirana in je pogosto dovolj, če bodisi primarno bodisi sekundarno zanko zasučemo za 90° da motnje izginejo.

Bolj izkušeni med vami zagotovo že imajo majhno tuljavo, premera le 1-2 cm a z velikim številom ovojev, ki jim pomaga odkrivati izvore motečih magnetnih polj in smeri iz katerih prihajajo.

Če nimate osciloskopa, priključite tuljavo na avdio-ojačevalnik (50 Hz in njegove harmonike boste lepo slišali, tako kot tudi ostale frekvence do 10-15 KHz).

Če pa želite meriti jakost polja (neodvisno od frekvence), potrebujete še integracijski ojačevalnik (ker inducirana napetost narašča s frekvenco), kot je na sl. 6.



Sl.6 : Merilec magnetnih polj. Z operacijskim ojačevalnikom, kot je OP-07, bo zgornja mejna frekvenca okoli 100 kHz, spodnja pa je 0.16 Hz. Za kalibracijo ojačenja uporabite enako tuljavo za L_1 , ki naj bo oddaljena 10 cm, tok skozi L_1 omejite z uporom $1k\Omega$ in priključite preko dvožilnega oklepljenega kabla na znano napetost iz nekega mrežnega transformatorja, oddaljenega vsaj 2 m .

4) Razlikuj ozemljitev, maso in ničlo !

Kirchoffova zakona lahko interpretiramo na mnogo načinov :

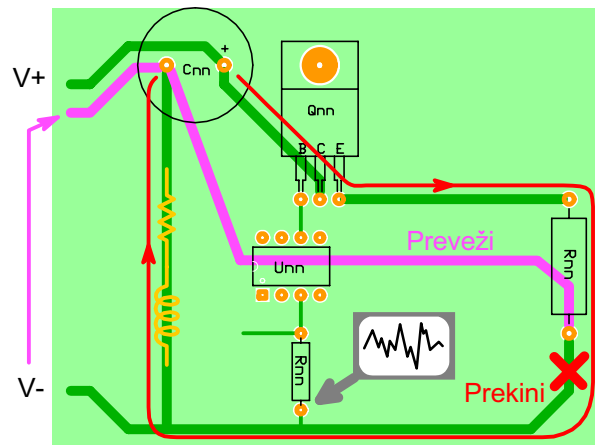
- Rezultanta tokov v katerikoli točki vezja je vedno nič.
- Kar priteče, tudi odteče.
- Električni tok kroži v tokokrogu (pleonazem, bi rekli jezikoslovci !).
- Vsi signali so pravzaprav diferencialni.
- Povratni tok je enako pomemben kot tok proti bremenu.

Ta zadnji stavek se mi zdi najpomembnejši. Večina elektronikov prav lepo poskrbi za povezavo od izhoda ojačevalnika do bremena, povratni tok pa speljejo na prvo točko, ki je v shemi označena s simbolom za ozemljitev. Vendar povratni tok ni "odpadni" tok, ne morete ga odlivati nekam, kamorkoli, kot kakšne odplake ! Tudi če ste breme priklopili na "maso", to ne pomeni da bo tok tam tudi poniknil - vedno bo našel pot nazaj proti točki odkod izvira, pa naj bo ta pot še tako ovinkasta - in se ne bo kaj dosti sekiral kje natančno je v vaši shemi narisana simbol za maso.

Tako "masa" postane "vroča", oziroma "živa"! Če ste na tako maso priklopili še kaj drugega, kar bi moralo po shemi biti priključeno na potencial nič, bo tisto "nekaj drugega" plavalo na potencialu, ki je sorazmeren toku bremena in impedanci od točke priključka do izvora toka (oziroma do prve kapacitivne blokade).

V dejanskem vezju je lahko le ena sama točka na potencialu nič (ali pa nobena!), v vaši shemi pa najbrž kar mrgoli od simbolov za maso. Če vseh teh niste fizično združili v eni sami točki, ste naredili napako, ki je ni mogoče popraviti drugače, kot da nekatere povezave prekinete in jih prevezete drugam.

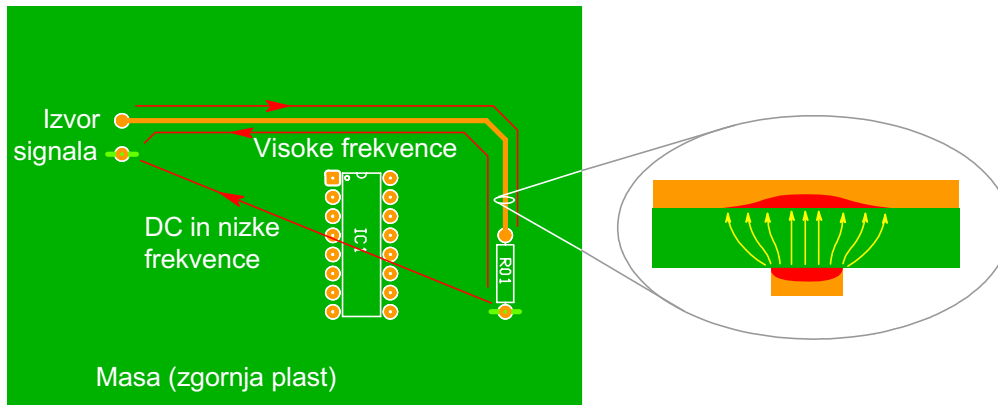
Tipična taka napaka je na sl. 7.



Sl.7 : Zanka povratnega toka povzroča motnje v referenčni točki (zaradi impedance, ki je v shemi ni!). Če povratni tok pri bremenu prekinemo in prevezemo direktno na kondenzator, ki blokira napajanje, ter tudi negativni priključek napajalnika prevezemo na isto točko, bo referenčna točka ojačevalnika mirna.

Sklep : dejstvo da so določene točke vezja v shemi označene s simbolom za ozemljitev še ne pomeni da bodo tudi v resnici na enakem potencialu, kaj šele na ničli.

Še en praktičen primer, ki kaže kako lahko je spregledati dejansko pot povratnega toka, vidimo na sl. 8. Tu je celotna zgornja plast vezja ena sama "masa" (razen skoznikov in spajkalnih blazinic), tok pa je speljan do bremena po spodnji stani vezja po poti v obliki črke "L". Vendar, povratni tok po "masi" izbere svojo lasno pot : pri nizkih frekvencah si izbere najkrajšo pot, ker je tam najnižja ohmska upornost ; pri visokih frekvencah pa postane induktivnost trikotne zanke prevelika, zato polje med vodnikom in maso povleče povratni tok nad tok, ki teče proti bremenu. Če je tok pri nizkih frekvencah velik, bo vezje na njegovi poti moteno.



Sl.8 : Zanka povratnega toka se pri različnih frekvencah zaključi drugače. Če je tok pri nizkih frekvencah velik, bo delovanje IC1 moteno ; kljub temu da celotna zgornja plast igra vlogo "mase", različne točke bodo na različnih potencialih. Desno je presek plošče s približno obliko elektromagnetnega polja na visokih frekvencah. Kožni pojav omejuje tok v obeh kovinah le na notranjo plast, v široki zgornji plošči se le nekoliko bolj razširi.

Pri tem pa je zanimivo omeniti, da je impedanca take povezave na visokih frekvencah konstantna, realna in neodvisna od dolžine za zelo širok frekvenčni pas. Impedanca je odvisna le od geometrije preseka in relativne dielektričnosti. Če je širina linije d in debelina tiskanine h (neodvisno od enot, če so le enake in če je $d > 3h$), bo karakteristična impedanca Z :

$$Z = 377 \frac{h}{d \sqrt{\epsilon_r}} \quad [\Omega] \quad (15)$$

Če torej poznamo impedanco izvora ali bremena, je možno z ustrezno izbiro širine povezave le to "uglasiti" na enako vrednost in tako preprečiti večkratne odboje na liniji. Za uglasitev na 50Ω boste na 1.5 mm debeli tiskanini potrebovali 5.2 mm širok trak ; na štiri-plastnem tiskanem vezju (kjer sta notranji plasti masa in napajanje in sta 0.5 mm narazen, tako med seboj kot tudi od površinskih vodnikov), pa le 1.74 mm.

Ozemljena plast ("*ground plane*") je zelo priljubljen način preprečevanja težav v radio-tehniki, ki pa se tudi sicer dobro obnese. Vendar primer na sl. 8 kaže da ni dobro slepo verjeti vsaki ustaljeni rešitvi. Kuharski recepti so sicer koristni, a včasih iz izbranih in okusnih sestavin nastane enolončnica (če niste pozorni, pa zažgana enolončnica!).

Težave kot na sl. 8 je možno rešiti bodisi s pazljivim razporedom komponent, bodisi z ločevanjem posameznih delov mase s tankimi izrezi ali izjedkanimi pasovi, ki naj vsaj delno, če že ne v celoti, obkrožajo kritične točke ali povezave.

Če morda sumite da imate natanko take težave in bi se radi v to prepričali, pri nizkih frekvencah to lahko dosežete z dobrim diferencialnim instrumentacijskim ojačevalnikom z ojačenjem med 100 in 1000. Ob dobrem osciloskopu s tem lahko dosežete občutljivosti do $5 \mu\text{V}/\text{cm}$. Pri visokih frekvencah je naloga težja - bolje rečeno dražja - uporabite široko-pasovni ločilni transformator za ločitev skupnih (angl. *common-mode*) signalov, ter signal preglejte s spektralnim analizatorjem. Večina spektralnih analizatorjev ima dobre ozkopasovne filtre in logaritemske ojačevalnike z 80 do 100 dB dinamike, zato si lahko obetate občutljivosti pod $1 \mu\text{V}$.

5) Bodi pozoren na sklopitve napajanj !

Osnovno pravilo, ki ga morate upoštevati pri enosmernem napajanju je sila preprosto : pri vseh frekvencah večjih od nič, morajo bit vse napajalne vezi v čim boljšem stiku, tako med seboj kot tudi z zemljo. To je sicer lažje reči kot doseči, a dober približek je mogoče relativno preprosto narediti z uporabo večjega števila kondenzatorjev.

Zakaj kratek stik pri frekvenci nič ni ne-vem-kako uporabna reč, nima smisla razlagati.

Pri zelo nizkih frekvencah se zanašamo na aktivne napetostne stabilizatorje, a žal pogosto le za eno smer toka. Namreč, večina napetostnih stabilizatorjev je zgrajena tako da "vleče" le proti napajanju, proti masi pa ne, ker je močnostni del regulatorja le navadni emitrski sledilnik. Regulacijska zanka stabilizatorja se zanaša na to, da vezje, ki ga napaja, vleče vsaj nekaj toka. Če s takim napajalnikom napajate vezje, ki preklaplja kakšno večjo induktivnost, se vam zna zgoditi da se bodo kondenzatorji napolnili po vsakem preklopu (zaradi induciranege toka, ko se polje v tuljavi ruši) na višjo vrednost kot jo daje napetostni regulator, praznili se bodo le počasi, ker ponavadi taka vezja obremenjujejo napajanje le v kratkih impulzih, med impulzi pa zelo malo.

Podobne težave utegneta imeti če imate dve različno veliki napajalni napetosti (na pr., 12 in 5 V) in nizko porabo na manjši (na pr., statična CMOS logika). Takrat zadostuje le nekaj sto kilohmov upornosti med obema napajalnikoma da napetost na nižjem regulatorju zraste nad pričakovano vrednostjo.

Vendar je večina težav v zvezi z napajanjem posledica premajhne togosti med kratkotrajno obremenitvijo. Večinoma imamo opravka s spremenljivim tokom bremena, bodisi zato ker se spreminja breme, bodisi ker samo vezje spreminja napetost na bremenu zato da regulira nek drugi parameter sistema (na pr. temperaturo grelca, obrate nekega DC motorja ali podobno).

V pogojih spremenljivega toka je zelo pomembno da teh sprememb ne čuti celotno vezje. Če se to le zgodi, imamo dva možna scenarija :

- a) večja obremenitev zniža napajalno napetost regulacijske zanke, ki se odzove s povečanjem bremenskega toka ; takrat je rezultat slabša regulacija ;
- b) večja obremenitev zniža napetost, vezje pa se odzove tako, da bremenski tok zmanjša ; takrat obstaja nevarnost oscilacij.

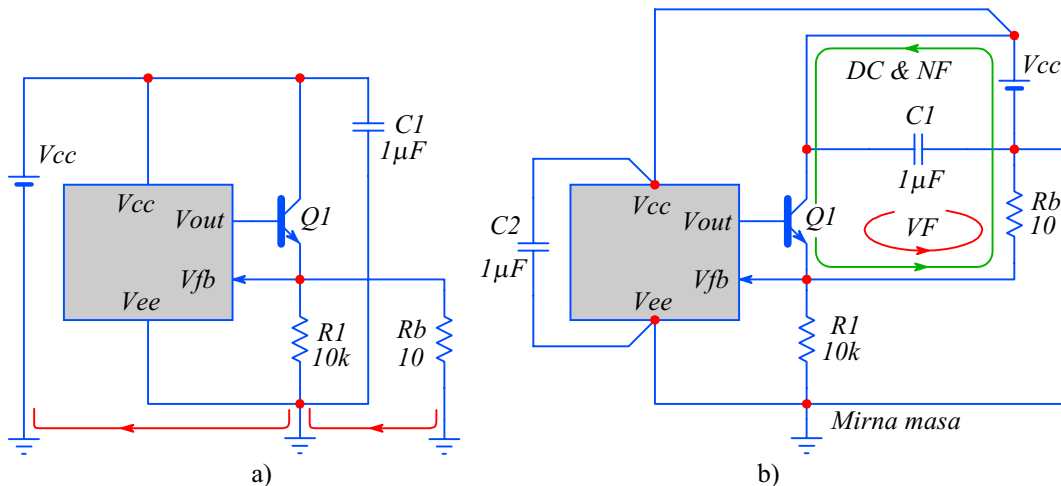
Pri nizkih frekvencah je vse take težave mogoče razmeroma enostavno odkriti in rešiti. Hujše je če se to zgodi na višjih frekvencah. Takrat je namreč težko razlikovati vzrok od posledice in edini način kako vezje umiriti je ta, da preprečimo vse možne poti po katerih visoke frekvence lahko dosežejo različne dele vezja. Pogosto boste videli vezja, na katerih kar mrgoli od blok-kondenzatorjev. Taka vezja zagotovo procesirajo zelo šibke signale; vprašanje je le, ali se je njihov načrtovalec od vsega začetka tega zavedal, ali pa je to ugotovil šele takrat, ko vezja ni bilo več mogoče zasnovati popolnoma nanovo.

Najhujša napaka, ki jo lahko zagrešite pri hitrih vezjih, je da pozabite da napajalni vodniki, naj so še tako debeli, imajo tudi induktivnost (ta je le v manjši meri odvisna od debeline vodnika). Hitra vezja zahtevajo blokiranje napajanja na vsakem aktivnem

elementu posebej. Že pri višjih avdio-frekvencah morate poskrbeti za posebno blokado šibkejših delov, posebno pa za močnostne dele vezja. Pri 3 MHz boste že zaznali vpliv daljših vezi. Pri 30 MHz vas bodo začele motiti že dimenzije žičk posameznih komponent in boste raje uporabili komponente za površinsko montažo. Pri 3 GHz pa že vsak košček vodnika ima svojo resonančno frekvenco in morali boste uporabiti tehnologijo valovodov.

Analogno elektroniko že od nekdaj spremlja sloves "obskurne umetnosti", predvsem po zaslugi slabega razumevanja potrebe po blokadi napajalnih napetosti.

Poglejmo si primer na sl. 9.



Sl.9 : a) Blokada napajalne napetosti s C_1 je načeloma pravilna, a obstaja velika verjetnost da bo načrtovalec tiskanega vezja povezal C_1 točno tako kot na shemi. Zato bo krmilno vezje čutilo povratni tok od bremena proti izvoru in, če je pot do C_1 dolga, se bo na VF le del toka zaključil preko C_1 , del pa preko izvora. Vezje b) pa je narisano tako, da ne pušča veliko dvomov.

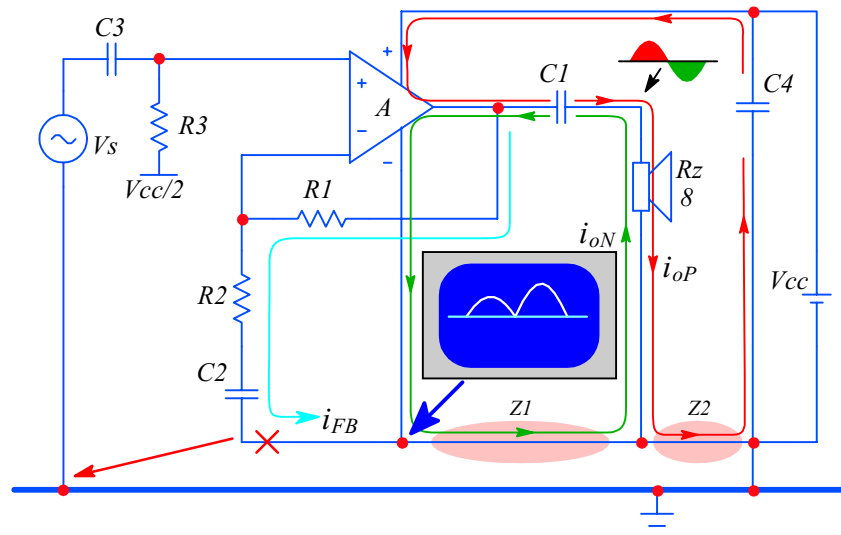
Smisel blokade je omogočiti hitri spremembi toka da se zaključí v čim manjši zanki, ter tako prihrani preostalemu delu vezja napetostni šok. Izkušenejši načrtovalci (tisti, ki so imeli že zadosti veliko število slabih izkušenj!) s časom razvijejo tako večšino risanja shem, da so vse hitre zanke "lokalne" in takoj vidne. To je pomembno zlasti v primeru, ko je delo razdeljeno, na pr., ko so načrtovalec vezja, risar sheme in risar tiskanega vezja različne osebe. Zavedati se moramo da vezje vedno potegne začetno energijo iz najbližjega kondenzatorja, pri čemu je pomen besede "najbližji" mišljen v elektromagnetnem smislu. Blok-kondenzator dajemo v vezje na mesto kjer želimo imeti na visokih frekvencah kratek stik; če povezava do blok-kondenzatorja vsebuje še serijsko induktivnost in upornost, potem od kratkega stika ne ostane prav veliko.

Pravzaprav niti ni tako pomembno da sta blok-kondenzator, aktivni element in breme tudi fizično blizu. Bolj pomembno je da ta zanka na nek način "štrli" iz ostalega vezja in je z njim povezana le v dveh točkah: na blok-kondenzatorju.

Poglejmo še primer avdio-ojačevalnika na sl. 10.

Impedanca zvočnika je 8Ω , zato je izhodni tok velik: pri 8 V bo že 1 A. Recimo da sta impedanci Z_1 in Z_2 le $1 \text{ m}\Omega$ (10 cm dolgi žici premera 1.5 mm). Pri izhodnem toku

1 A bo na njih padec napetosti okoli 1 mV. Naj bo ojačenje z sklenjeno povratno zanko : $A_{CL} = 1 + R_1/R_2 = 20$; torej bo vhodni signal : $V_s = 8/20 = 0.4$ V.



Sl.10 : Pri audio-ojačevalniku teče izhodni tok skozi impedanci $Z1$ in $Z2$ v isto smer, zato bo napetost v povratni zanki modulirana s padcema napetosti na teh impedancah. Ker je vhodni signal preko kovinske škatle povezan z napajalno napetostjo, bo tok povratne zanke popačen. Rešitev : tok negativne povratne zanke i_{FB} (spodnji priključek $C2$) je treba zaključiti na masi vtičnice vhodnega signala.

Napajalna napetost je ozemljena na kovinsko ohišje, prav tako pa vtičnica vhodnega signala. Napetost povratne zanke bo zato modulirana s padcem napetosti na zaporednih impedancah $Z1$ in $Z2$; ta bo imel obliko usmerjenega sinusa, zato ker teče izhodni tok po obeh impedancah v isto smer (v pozitivni pol-periodi skozi $Z2$ in v negativni skozi $Z1$). Napetost povratne zanke bo torej manjša v pozitivni pol-periodi vhodnega signala in večja v negativni.

Ojačevalnik ojači razliko napetosti med neinverzirajočim in inverzirajočim vhodom in ne ve ničesar o tem kam smo odpeljali njegov izhodni tok, zato tudi ne ve da prihaja do spremembe napetosti povratne zanke zaradi njegovega lastnega izhodnega toka. Posledica je popačitev izhodnega signala v obliki dodane druge harmonske komponente velikosti $1 \text{ mV}/400 \text{ mV} = 0.25 \%$, ali okrog -52 dB. In to ne da bi upoštevali induktivnosti.

Če upoštevamo še induktivnosti $Z1 = Z2 = 120 \text{ nH}$, se bo popačenje povečalo za $\sqrt{2}$ ali za +3 dB (ko je $R = 2\pi f L$) že pri 1 kHz.

Če ste, torej, vsaj malo navdušeni nad Hi-Fi zvokom, boste brž odklopili spodnji priključek kondenzatorja $C2$ v povratni zanki in ga prevezali na maso vtičnice vhodnega signala. Pozor : s tem se še niste znebili vseh težav. Vaš ojačevalnik bo še vedno plaval na usmerjenem sinusu, ki bo sedaj skupni (*common-mode*) signal za oba vhoda in bo od notranje zgradbe ojačevalnika (simetričnosti) odvisno kako dobro bo skupni signal potlačen (podatek je pri diferencialnih ojačevalcih znan kot *common-mode rejection ratio*, CMRR). Popačenje bo še vedno odvisno tudi od linearnosti samega ojačevalnika. Toda za resnično nizka popačenja bi bilo nujno zanki izhodnega toka zaključiti čisto drugače.

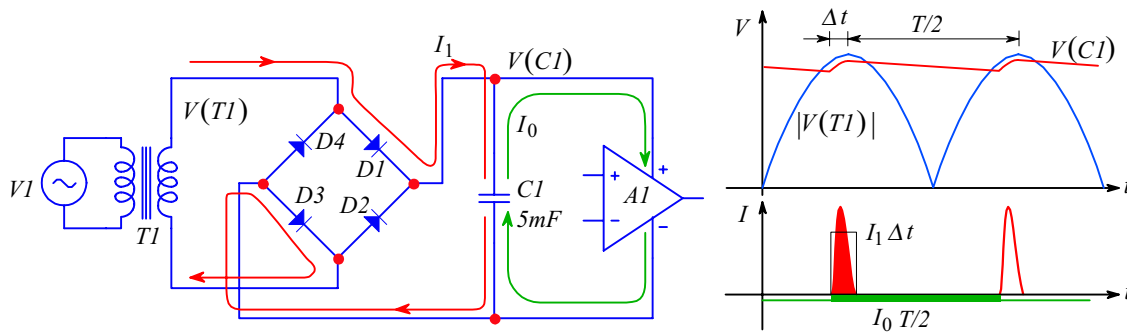
Težave zaradi velikih tokov lahko nastopijo pri priklopu ojačevalnika, ali kateregakoli drugega vezja, na usmernik, kot na sl. 11.

Graetzov diodni mostiček usmeri sinusno napetost transformatorja in polni filtrski kondenzator le na vrhu sinusa, ko je napetost na kondenzatorju nižja vsaj za dva diodna padca v prepustni smeri, torej 1.4 V. Med dvema vrhovoma lahko privzamemo da se kondenzator prazni s tokom, ki je enak porabi vezja; recimo da je to ojačevalnik, ki ima mirni tok 100 mA. Recimo tudi da je kapaciteta kondenzatorja 5 mF, torej se v času med dvema vrhoma, oziroma 10 ms, prazni v skladu z enačbo :

$$\Delta V / \Delta t = I_0 / C \quad (16)$$

zato bo $\Delta V = 0.01 \text{ s} \times 0.1 \text{ A} / 0.005 \text{ F} = 0.2 \text{ V}$. Če predpostavimo da se napetost spreminja sinusno, torej $V = V_p \sin(2\pi ft)$ (kar v praksi zaradi končnih impedanc omrežja in velike temenske obremenitve pogosto ne drži), lahko ocenimo da bo, ob temenski napetosti transformatorja $V_p = 25 \text{ V}$, časovna razlika med doseženo napetostjo 0.2 V pod temenom in samo temensko vrednostjo, oz. 24.8 V in 25.0 V (dejanski napetosti na kondenzatorju bosta za 1.4 V nižji) okoli $\Delta t = 0.4 \text{ ms}$, ker je :

$$\begin{aligned} t_1 &= \text{Arcsin}(24.8/25.0)/(2\pi \cdot 50) = 4.6 \text{ ms} \\ \text{in : } t_2 &= \text{Arcsin}(25.0/25.0)/(2\pi \cdot 50) = 5.0 \text{ ms} \end{aligned} \quad (17)$$



Sl.11 : Pri usmerniku je časovni integral impulznega polnilnega toka skozi kondenzator enak časovnemu integralu konstantnega toka, ki ga porabi vezje. Zato je temenska vrednost polnilnega toka lahko zelo visoka.

Ker pa je energija, ki doteka v kondenzator, enaka tisti, ki iz njega odteka, mora transformator v tem kratkem času priskrbeti vso energijo, ki jo ojačevalnik v tem in preostalem času porabi. Pri usmerniku z Graetzovim mostičkom se kondenzator polni dvakrat na periodo, torej vsakih 10 ms. To pomeni da tok polnjenja lahko izračunamo iz naslednje relacije :

$$I_1 \Delta t = I_0 \frac{T}{2} \quad (18)$$

torej je :

$$I_1 = I_0 \frac{T}{2\Delta t} \quad (19)$$

Za razmere, ki smo jih privzeli, bo povprečni tok polnjenja (v času Δt) $I_1 = 2.3 \text{ A}$, temenska vrednost pa bo še večja. Ko pa bo ojačevalnik pošiljal tok v breme, se bo tok praznjenja ustrezno povečal in temu primerno tudi polnilni tok.

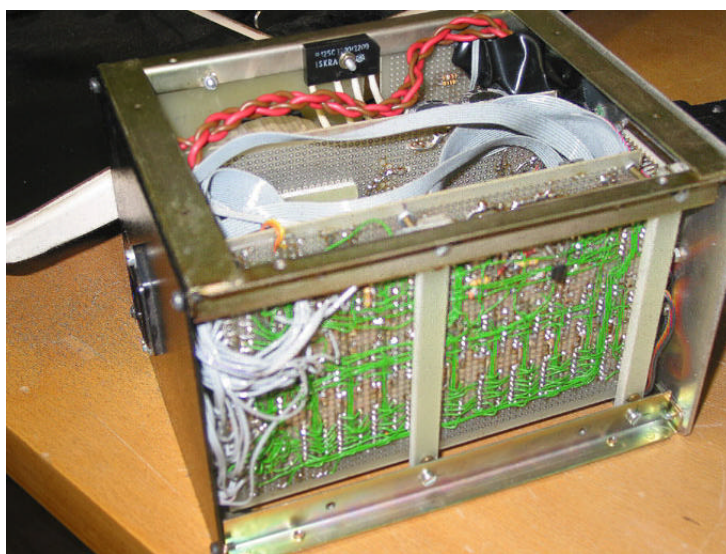
Za tako velike tokove pa ni vseeno kako so speljani in kakšne impedance srečajo na svoji poti. Če je tok polnjenja večji od dovoljenega temenskega toka transformatorja, bo jedro transformatorja zaradi histereznih izgub nasičeno, kar pomeni da bo induktivnost primarnega navitja močno padla, zaradi tega bo močno narasel primarni tok in transformator bo lepo ogreval okolico, dokler nekega vročega poletnega dne ne reče, da se tako ne gre več. Če pa ste morda spregledali specifikacije usmerniških diod, bo z njimi konec še mnogo hitreje. Včasih se bo grel tudi kondenzator. Ta je ponavadi elektrolitski. Zaradi toplote se bo elektrolit s časom izsušil ali kemično spremenil in uplinil, notranji pritisk pa bo tako velik da bo kondenzator končno eksplodiral. Zmeraj preverite za kako velik tok je specificiran elektrolitski kondenzator v napajalniku. To lahko ocenite tudi po njegovih dimenzijah - če v trgovini vidite dva različno velika kondenzatorja enake kapacitete in nazivne napetosti, raje vzemite večjega. Majhno je sicer "seksi", a ne zmeraj.

6) Ravnaj previdno s kabli !

Kabel je, po definiciji, možni izvor težav, ki povezuje dva možna izvora težav.

Ko imate tiskano vezje narejeno in komponente pospajkane, vas čaka še zadnje opravilo, ki je za mnoge prava mora (verjemite, vem o čem govorim, ker je za mene tudi).

Nekoč sem neko narejeno napravo pokazal šefu, ki se je zgrozil in takoj zadolžil enega od sodelavcev, ki je slovel po svoji mehankarski pedantnosti, naj tisto sračje gnezdo uredi v nekaj, kar se bo dalo gledati dlje kot 70 ms (kar je povprečni reakcijski čas voznikov Formule 1). Sodelavec je nalogo opravil čudovito, vse kable je lepo spletel v kite, jih obvezal in pritrdil na ohišje in nihče ni bil nad tem bolj navdušen od mene. Vse do trenutka, ko je bilo treba pokazati kako deluje. Kot se spodobi za vsako javno demonstracijo, je naprava počela vse mogoče, le tistega, čemu je bila namenjena, ne. Nekako mi je uspelo "zavohati" kje bi lahko bil vzrok in sem, oborožen z izvijačem in ščipalkami, napako odpravil v manj kot treh minutah. Šef, na srečo, takrat ni bil prisoten in ko me je pozneje vprašal kaj je bilo narobe sem rekel le "ah, malenkost, dva kabla sta bila zvezana navskriž". Nisem upal povedati da je notri spet enako sračje gnezdo kot prej.



Sl. 12 : Krmilnik za avtomatsko bondiranje čipov, ki vsebuje dva inkrementalna 24-bitna čitalca premika in dva krmilnika koračnih motorjev z rezolucijo 0.5 mikrona, ter "*virtual hadshaking*" vmesnik za paralelni port PC-ja. Vezje je bilo narejeno "le za poskus". A dejstvo da še danes dela v nespremenjeni obliki je dokaz da sočasne rešitve večne! Sicer pa je to lep primer kako naj se ne bi delalo! Čeprav razgrinjam to nečednost pred vsem bralstvom SE, bi težko rekel da sem na svoj izdelek naravnost ponosen (slika ni izostrena ker tudi z digitalnimi fotoaparati nisem najbolj vešč).

Res si ne želim da bi kdo izmed manj izkušenih bralcev na podlagi opisanega primera dobil vtis, da tisto, kar je lepo, ne dela (ali obratno!). Presluh med kabli upada z drugo oziroma tretjo potenco razdalje, odvisno od zaključnih impedanc. Pri večjih impedancah prevladuje električna komponenta polja in kapacitivna sklopitev, pri nizkih pa magnetna komponenta in induktivna sklopitev. Če gresta kabla vzporedno, je presluh vsaj stokrat večji kot če se križata.

Če vam ne teknejo "*spaghetti alla milanese*" in če na vsak način želite imeti kable lepo zložene (ker bo uporabnik pogosto odpiral škatlo, tako kot na pr. osebni računalnik), imejte vsaj vhodne signale čim dlje od izhodnih. Če ste izhodne kable pritisnili ob kovinsko ohišje, ne naredite enako še z vhodnimi, če ne veste natančno koliko vaše ohišje šumi (beseda "šum" pomeni tukaj signal, ki je nekje v vezju zaželen in koristen, a ne prav povsod drugod). Isto pravilo velja v obratnem primeru (če so vhodni kabli ob ohišju), le da je tokrat bolj pomembno kako majhna je impedanca med ohišjem in napajalnikom.

Uporaba ploskih ("*flat*", "*ribbon*") kablov je upravičena le, če je vsak drugi vodnik vezan na maso. Alternativa temu so sukane parice ("*twisted pair*"), a le če so signali diferencialni (protifazno krmiljeni). Sicer je idealna rešitev oklepljen diferencialni par, pri čemu je oklep vezan na maso le na eni strani (ponavadi raje na sprejemni strani).

Za zelo hitre signale in nizke impedance (50 ali 75 Ω), bo navadni koaksialni kabel (RG-58-U oziroma RG-59) zadoščal le, če bo na obeh straneh zaključen s karakteristično impedanco kabla. Zaključitev le na eni strani (pri izvoru) je možna, če prenašate digitalni signal in vas zanima le trenutek preklopa, ne pa oblika. Ne pozabite da ima signalni vodnik proti oklepu tudi kapacitivnost (RG-58 okoli 100pF/m).

Napajalni kabli naj bodo debeli, zlasti tisti, ki so vezani na maso. Če ne gre drugače, lahko vedno potegnete nekaj debelejših povezav med masami na različnih koncih ohišja. Ne zanašajte se preveč na prevodnost ohišja, zlasti ne, če so obarvana. Aluminij je ponavadi eloksiran, zato se lepo kovinsko sveti, a električni stik ne bo med najboljšimi. To je pomembno, če želite mase vtičnic vhodnih signalov imeti na enakem potencialu kot je ohišje.

Zgodba zase je omrežno napajanje.

Na večini modernih naprav boste na hrbtni strani našli t.i. "Evro"-vtič z omrežnim filtrom, kar je pohvale vredno, a ne pozabite da omrežni filter deluje kot filter le, če je vaše omrežje narejeno po vseh pravilih, to je tri-žilno z ustrezno ozemljitvijo. Od filtra ne bo prav nobenega učinka, če je vaše omrežje dvožilno, "šuko"-vtičnica pa ima ozemljitev kratko staknjeno z ničlenim vodom.

Naslednjo nevšečnost lahko povzroči omrežni transformator. Le nekaj let nazaj so bili toroidni transformatorji bolj redka eksotika, danes pa začudenje izzovejo naprave, ki jih nimajo. Res je sicer da v okolico izsevajo mnogo manjša magnetna polja kot transformatorji z E-I ali C-C jedrom, vendar, zaradi drugačnega načina polaganja ovojev imajo mnogo večje kapacitivnosti med primarnim in sekundarnim navitjem, celo do nekaj 10 nF.

Če že zahtevate toroid, razlika v ceni ne bo velika, če zahtevate še senčni ovoj. To je ovoj iz bakrene folije, s katerim ovijejo primarno navitje preden začnejo navijati sekundarno. Le pozorni bodite da bo folija senčnega ovoja primerno izolirana in da ima dovolj debelo žico za ozemljitev, a le na enem koncu. Sicer se vam utegne zgoditi da bo vaš transformator imel čudovit kratkostični ovoj in bo ob priklopu na omrežje lepo uplinil varovalko (če je ne bo, se bo pokadil kar sam).

Ko je vaš toroid končno narejen, ne naredite kratkostičnega ovoja še sami z neprimerno vgradnjo. Imel sem priliko videti presenečenje nekega kolega, ki je, v vnemi da bi zmanjšal motnje iz omrežja, toroidni trafo zaprl v lično kovinsko škatlo, ki jo je stisnil kar z vijakom, ki je šel skozi sredino toroida.

Nazadnje še beseda o stikalu za vklop. Za filter in trafo ste lepo poskrbeli, a lahko vse pokvarite z neprimerno napeljavo do stikala, ki je ponavadi na sprednji plošči. Če že

ne morete do stikala napeljati oklepljen kabel, pa vsaj vodnike med seboj prepletite, vsaj en ovoj na 2 do 3 cm, kabel pa speljite daleč stran od občutljivejših delov vezja.

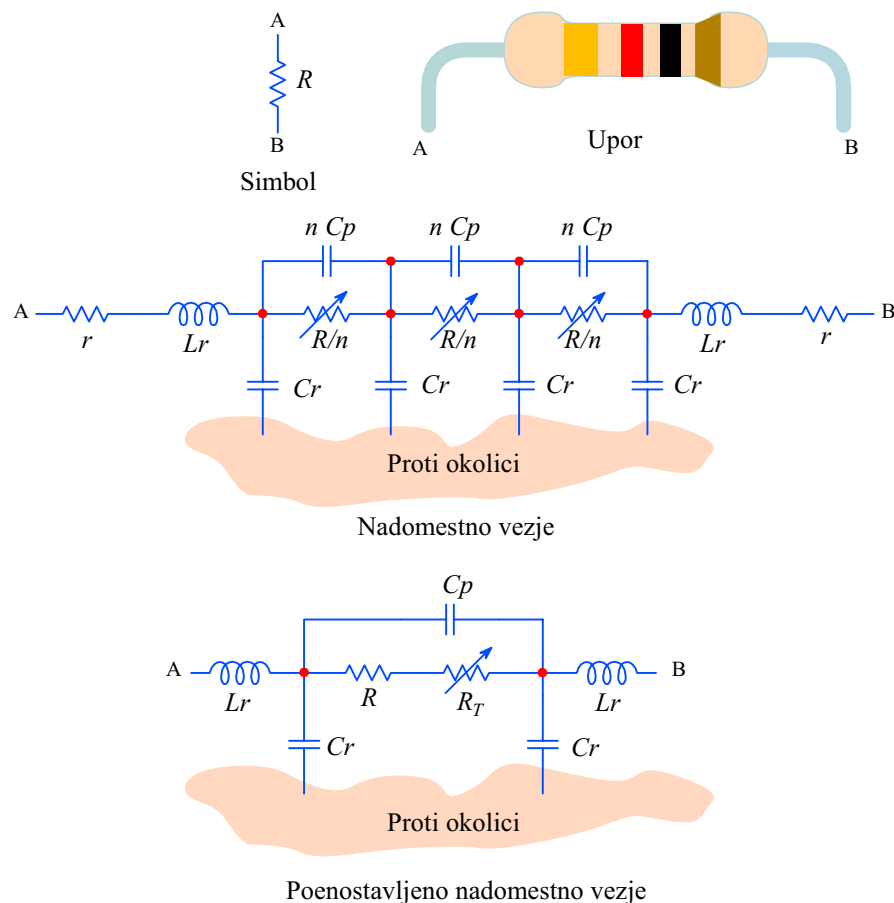
In še končno opozorilo : vsaka merilna naprava, ki jo boste priključili na vaše vezje postane del vašega vezja, pa čeprav le za časa meritve ! Ne le merilni kabli, celotni merilni instrument in njegova povezava na omrežno napajanje bodo del vašega vezja.

Tudi vi sami, če ste zadosti blizu ali če se dotikate vezja, postanete njegov del in predstavljate približno 200 pF proti omrežnem napajanju. Če pa nosite sintetična ali volnena oblačila ali če sedite na dobro izoliranem stolu, se pri vsakem gibu nabijete na 500 do 3000 V . Če pa imate na čevljih gumijaste podplate in se ob stol odrgnete ko vstanete, bo napetost zrasla na celih 15 000 V ! Zato je priporočljivo da se najprej dotaknete ozemljitve vezja, pa čeprav to ne bo ravno ugodno doživetje. A vaše vezje vam bo hvaležno, ker ste mu rešili življenje !

7) Ne zanemari lastnosti uporov !

Pogosto v pogovoru imamo izraza "komponenta" in "element" za sinonima (v elektrotehničnem smislu). Pa jih ne bi smeli. Element iz sheme postane komponenta na tiskanem vezju. Element je idealizirana komponenta. Morda je to razlog da so naše sheme le nekoliko preveč idealizirane, shematske? Ali pa se nam preprosto ne ljubi preveč komplicirati? Res je da bi naše sheme bile dokaj neberljive, če bi dosledno risali vse razsejane kapacitivnosti, parazitne induktivnosti in upornosti, vse temperaturne odvisnosti in podobno. A od časa do časa pogled na tako narisano shemo ima prav blagodejni učinek. Naenkrat nam postane vse jasno - ali pa nič več ne razumemo, kar je prva stopnica na poti do modrosti (vsaj tako pravijo, sam nisem preverjal).

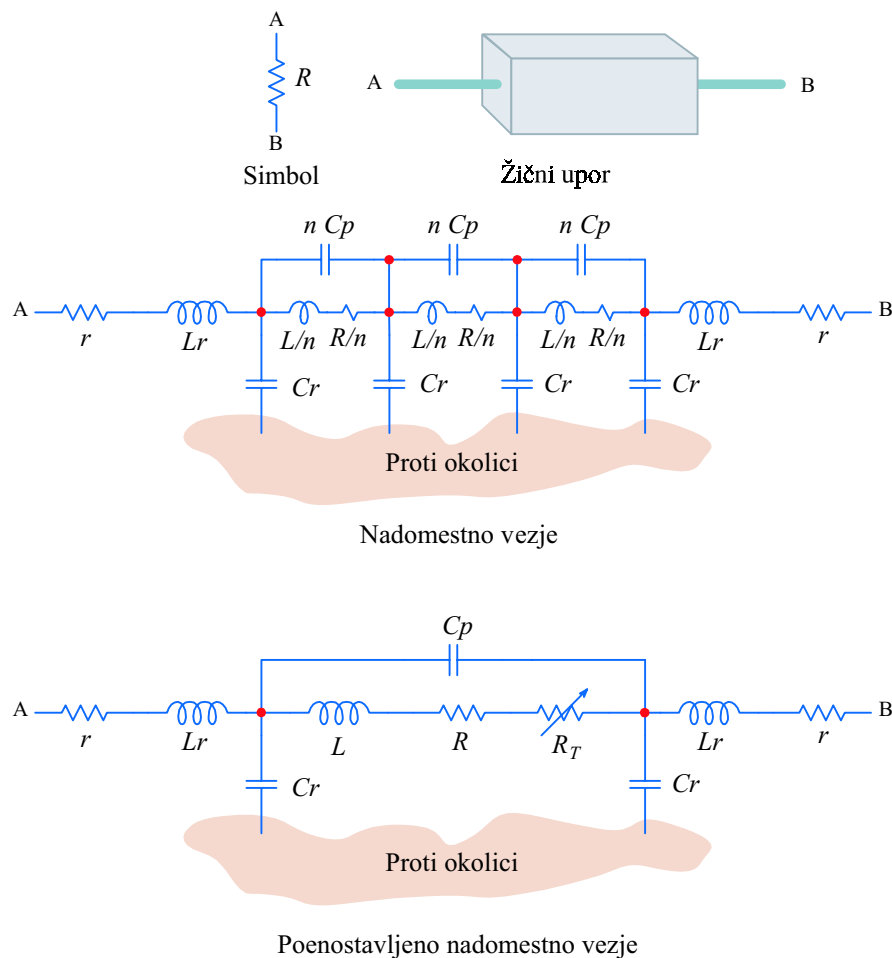
Na sl.13 je narisana ekvivalentna shema upora kot ga vidi signal zelo visoke frekvence (ko postane valovna dolžina primerljiva z velikostjo upora).



Sl.13 : Nadomestno vezje upora pri zelo visokih frekvencah. Kovinska priključka sta ponazorjena z upornostjo r in induktivnostjo L_r . Telo upora naredijo kot ogleno ali kovinsko-oksido plast v katero vrezujejo spiralo, dokler se izmerjena vrednost ne ujema z zahtevano (znotraj tolerance). Vsak spiralni ovoj zato lahko ponazorimo z majhnim uporom, ki je premosten s kapacitivnostjo med dvema sosednjima ovojema, prav tako pa ima vsak ovoj še kapaciteto proti okolici. Sliko lahko tudi nekoliko poenostavimo. Pozor : R se spreminja s temperaturo (ponazorjeno z R_T).

Poenostavljeno nadomestno vezje na sl.13 velja tudi za komponente za površinsko montažo (SMD - "surface-mounting device"). Za primer vzemimo 4-plastno tiskano vezje, z ozemljitveno plastjo 0.5 mm pod površino, na površini pa je upor tipa 0805, povezan na obeh straneh z 1 mm dolgo povezavo. Približne vrednosti elementov so $L_r = 0.6$ nH, $C_r = 0.3$ pF, $C_p = 0.1$ pF. Če je $R < 100 \Omega$, je dobro upoštevati še dodatno induktivnost 0.7 nH, zaporedno z R .

Podobno lahko obravnavamo tudi žične upore, sl.14. Žični upori so večinoma naviti kot tuljave (le specifična upornost žice je velika), zato imajo, poleg upornosti, tudi razmeroma veliko induktivnost (razen če so naviti "bifilarno", oz. dvožično, to je tako da žico prepognemo na pol in navijemo obe polovici hkrati, zato bo tok v sosednjih navojih tekkel v nasprotnih smereh in kompenziral medsebojno inducirano magnetno polje).



Sl.14 : Nadomestno vezje žičnega upora. Zaradi velikih tokov in nizkih nazivnih vrednosti upornosti, upornost kovinskih priključkov ne moremo zanemariti, prav tako pride bolj do izraza temperaturna odvisnost, zaradi lastnega gretja. Zaradi večjih dimenzij je tudi kapacitivnost proti okolici velika; temu dodatno pripomore velika relativna dielektričnost keramike v katero so taki upori oblečeni.

Zaradi induktivnosti so žični upori občutljivi na zunanja magnetna polja. Prav tako so temperaturno odvisni; žične upore ponavadi uporabljamo pri velikih tokovih, zato se

sami močno grejejo. Keramika s katero so zaščiteni je dober dielektrik, zato je njihova kapacitivnost proti, na pr., ozemljeni kovinski plošči, ob katero jih pogosto pritisnejo zaradi boljšega hlajenja, precej večja kot če bi jih odmaknili le za milimeter ali dva.

Nobena od omenjenih lastnosti v običajnih močnostnih vezjih ni zelo pomembna, ponavadi potrebujemo le neko upornost ki se pri nekaj amperih ne bo scvrta.

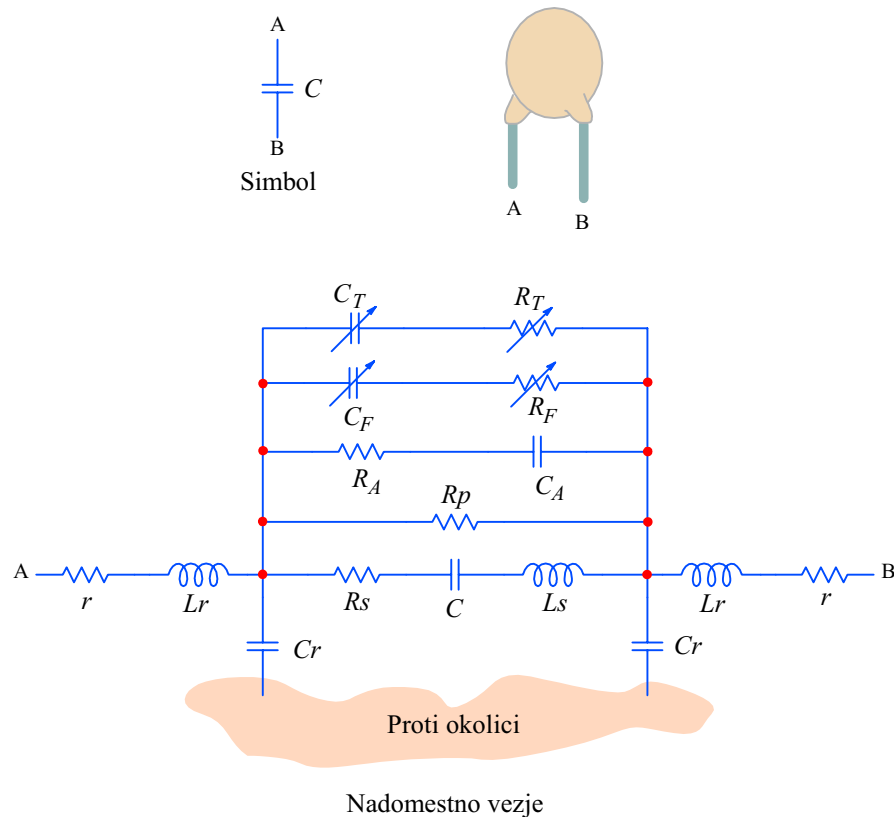
A predstavljajte si da morate nekemu bremenu zelo natančno kontrolirati tok.

Na pr., magnetno polje tomografa za slikanje s pomočjo jedrske magnetne resonance potrebuje polja, ki so natančna na vsaj 1 ppm, oziroma tok 20 A mora biti natančen na 20 μ A. Zato uporabite žični upor zaporedno s tuljavo, ki ustvarja magnetno polje in padec napetosti na uporu vpeljete v negativno povratno zanko ojačevalnika z velikim ojačenjem (najmanj 10 milijonkrat). Naenkrat vse prej omenjene lastnosti postanejo bolj kritične kot pomembne, ker bo vsaka majhna sprememba mnogokrat ojačena.

Obstajajo posebne izvedbe žičnih uporov. Bifilarni (že omenjeni) imajo le majhno induktivnost. So tudi taki iz posebne legure, ki ima konstantno upornost v širokem temperaturnem območju. Ali pa taki v kovinskem ohišju s hladilnimi rebri za boljše hlajenje. Vendar so to drage izvedbe in tudi ne dobite jih v vsaki trgovini.

8) Ne podceni lastnosti kondenzatorjev !

Kondenzator je v svoji osnovni obliki sila preprost, žal pa tehnološki proizvodni procesi ter zahteve po čim manjših dimenzijah močno zapletejo strukturo, sl.15.



Sl.15 : Nadomestno vezje kondenzatorja. Poleg zaporedne upornosti in induktivnosti so moteči tudi temperaturna in frekvenčna odvisnost, ter svojevrsten "spomin" v obliki dielektrične absorpcije. Najbolj moteče pa je puščanje, ki je tudi napetostno odvisno.

Folijski in več-plastni kondenzatorji imajo relativno veliko serijsko induktivnost, zaradi majhne debeline prevodne plasti tudi serijsko upornost, poleg induktivnosti in upornosti zunanjih priključkov. Poleg tega, razen popolnega vakuum, noben dielektrik ni idealen. Na sl.15 C_T in R_T predstavljata temperaturno odvisnost, C_F in R_F pa frekvenčno odvisnost.

C_A in R_A ponazarjata dielektrično absorpcijo: zaradi majhne razdalje med elektrodami je električno polje že pri manjših napetostih zelo visoko, napetost na elektrodah povzroča mehansko privlačno silo, ki stisne izolacijski material, a ko kondenzator spraznimo, pa traja od nekaj deset milisekund do nekaj minut da se mehanske deformacije v dielektriku spet sprostijo in, medtem ko se plošče odmikajo, preostali ali "residualni" naboj povzroči da se kondenzator spet nabije na neko majhno napetost.

Izgube (puščanje, angl. "*leakage*") dielektrika ponazarja upor R_p . Kapacitivnost proti okolici je vedno pomembna, zlasti pri elektrolitih, kjer je nesimetrična (negativna elektroda je ponavadi vezana na kovinsko ohišje, zato napetostnih referenc ni dobro blokirati z Al-elektrolitskimi kondenzatorji; če že moramo, uporabimo tantalove ali niobijeve kondenzatorje). Elektroliti so tudi sicer nesimetrični ("polarni"), nadomestno vezje ima za vsako smer napetosti drugačne parametre, najbolj se spremeni R_p .

Tako kot upori, tudi SMD kondenzatorji niso idealni. Na pr., za 100 nF v obliki 0805 in keramiko tipa X7R, proizvajalci podajajo resonančno frekvenco okoli 11 MHz, kar pomeni da računamo lahko z zaporedno induktivnostjo $L_s \approx 2$ nH, in $R_s \approx 0.5\Omega$.

9) Ne zaničuj lastnosti tuljav !

Tuljavo smo delno že obdelali pri žičnih uporih, vsaj nadomestni vezavi se ne razlikujeta, razen po razmerju vrednosti L in R . Posebnost tuljave je da je pogosto navita na jedro, ki ima feromagnetne lastnosti, zato se njihova induktivnost močno poveča.

Vpliv zunanjih polj na tuljave z jedrom je običajno razmeroma majhen (razen pri paličastem jedru). Ker je jedro večinoma magnetno zaključeno samo vase, razmerje v permeabilnosti jedra in zraka pa je veliko, tudi do nekaj stokrat, bo praktično ves magnetni pretok znotraj jedra. Pri tuljavah brez jedra pa vpliva zunanjih polj ne moremo več zanemariti. Najbolj pogoste so težave zaradi napajalnega transformatorja, predvsem v območju mrežne frekvence in nekaj prvih višjih harmonikov (inducirana napetost narašča s frekvenco).

Motnje pri nizkih frekvencah je pogosto mogoče odpraviti že, če tuljavo zasučemo, tako da bo njena os pravokotna na smer polja izvora. Če pa je v vezju prekinitveni napetostni regulator, so težave lahko mnogo hujše, ker zaradi valovne oblike ima motilni signal mnogo širši frekvenčni spekter in v kovinski škatli bo pri visokih frekvencah veliko odbojev, zato bo težko najti smer iz katere bodo motnje majhne. Če se prekinitvenemu regulatorju ne morete izogniti, ga vsaj zaprite v posebno kovinsko škatlo, ki naj bo ustrezno ozemljena.

Tuljave večinoma vgrajujemo v napajanje kot dušilke in v tem primeru moramo le paziti da je enosmerni tok zadosti majhen. Dušilke so pogosto navite na feritnem jedru, zato da dobimo pri manjšem številu ovojev in manjši zaporedni upornosti čim večjo induktivnost. Če bo jedro zaradi enosmernega toka v histereznem nasičenju, bo tudi za izmenično komponento toka induktivnost mnogo manjša. Dušilka deluje kot filter le skupaj z ustrezno kapacitivnostjo, pri čemu je mejna frekvenca :

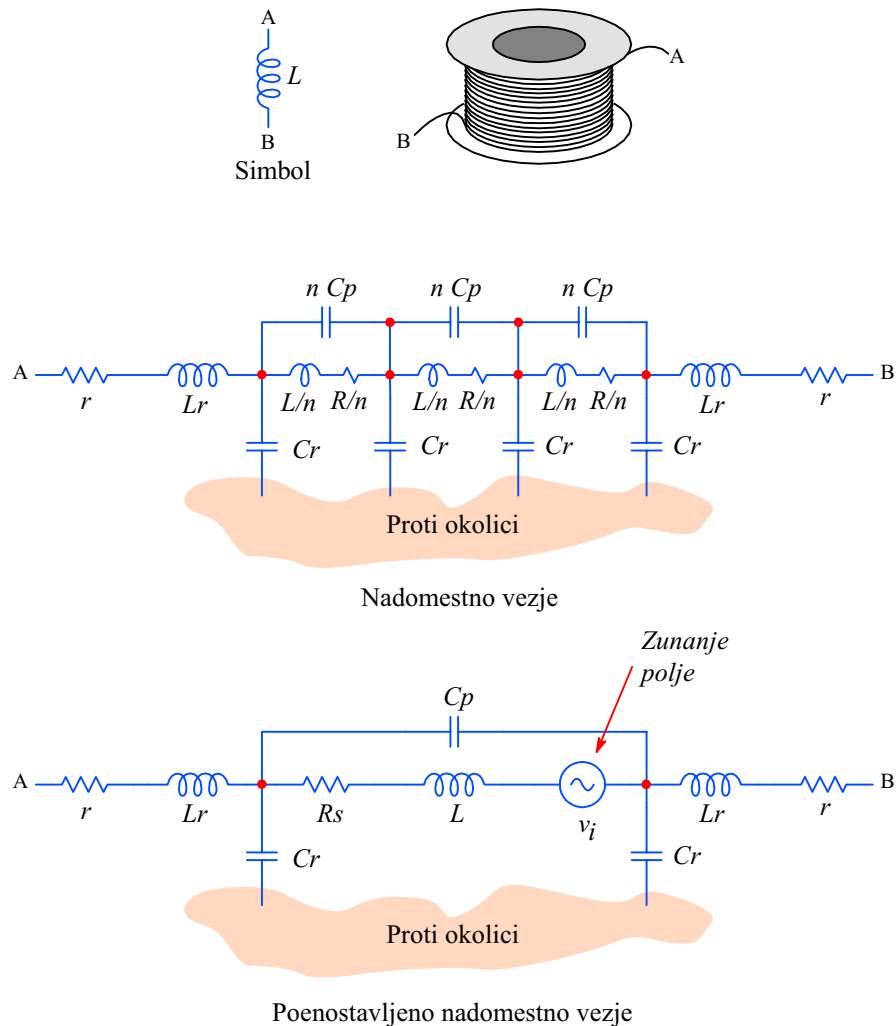
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (20)$$

Ker je pri feritnih jedrih koleno histereze zelo ostro, induktivnost pri nasičenju jedra lahko pade za faktor 100 ali več, zato se bo mejna frekvenca filtra spremenila vsaj za faktor 10. Na pr., filter, ki pri majhnih tokovih ima mejno frekvenco 10 Hz in dušenje pri 100 Hz (drugi harmonik mrežne frekvence) 100-krat (-40 dB), bo pri velikih tokovih imel mejno frekvenco 100 Hz in dušenje bo le še $\sqrt{2}$ -krat (-3dB).

Treba je biti pozoren tudi na zgornjo frekvenčno mejo jedra. Magnetne domene v jedru ne sledijo prav hitro vsiljenemu polju, zato je zgornja frekvenčna meja za železo le nekaj kHz, za ferite pa med 100 kHz in nekaj MHz.

Pri frekvencah, ki so 10-krat višje od zgornje frekvenčne meje jedra, lahko na dodatno induktivnost jedra kar pozabimo.

Tuljave imajo tudi svojo lastno resonančno frekvenco, ki je posledica medsebojne kapacitivnosti sosednih ovojev. Ta kapacitivnost je relativno majhna in na nižjih frekvencah večinoma ne moti, pri višjih frekvencah pa postane pomemben omejitveni faktor, ker namesto pričakovane visoke impedance dobimo nizko. Resonančno frekvenco izračunamo lahko po enakem izrazu kot prej mejno frekvenco filtra.



SI.16 : Nadomestno vezje tuljave. Zaporedne upornosti in vzporedne kapacitivnosti med sosednimi ovoji so linearni moteči elementi. Jedro pa je nelinearno (ni narisano).

Na visokih frekvencah ne potrebujemo velikih induktivnosti, zato imajo tuljave lahko le nekaj ovojov, redko nad 20. V tem primeru lahko parazitno kapacitivnost zmanjšamo preprosto tako da tuljavo raztegnemo, tako da bo med ovoji od 0.1 do 1 mm razmaka. S tem sicer spremenimo tudi induktivnost, a ne veliko, le za 10-20%.

V prazgodovini, ko je bila cena operacijskih ojačevalcev večja od 10 US\$ (ali jih še sploh ni bilo), so vse filtre delali s tuljavami. Danes uporabljamo aktivne filtre, negativne impedančne pretvornike ali giratorje, vsaj za frekvence do 10 MHz, a tudi ta meja gre hitro navzgor. Nad 2 GHz so v uporabi valovodi, v vmesnem območju pa še srečujemo tuljave.

10) Spoštuj omejitve operacijskih ojačevalnikov !

Operacijski ojačevalnik je neke vrste "tovorna živina" v današnjih vezjih, predvsem zaradi nizke cene in nezahtevne uporabe. O operacijskih ojačevalcih in njihovi uporabi je objavljeno že toliko, da se mi ne zdi vredno vsega še enkrat ponavljati. Omejil se bom le na en vidik njihovega delovanja, ki, vsaj po mojem občutku, na splošno bodisi ni dobro razumljen, bodisi je nekako zanemarjen. Gre za povratno zanko, "feedback".

Povratna zanka večinoma deluje tako dobro, da so nekateri prepričani v njeno popolno neproblematičnost, oziroma, če se že pojavijo težave, jih nikakor niso pripravljene pripisati (neustrezni) povratni zanki.

Najprej bomo razbili en mit :

Operacijski ojačevalnik ne ve prav ničesar o povratni zanki. Vse kar "čuti" je razlika dveh vhodnih napetosti, δV , in breme na izhodu, Z_b . Vse kar zna narediti je povečati amplitudo vhodni napetosti δV za faktor ojačenja odprte zanke, A_0 . Pa še to lahko naredi le s svojo prenosno funkcijo, oziroma s frekvenčno odvisnim faktorjem ojačenja, $F(j\omega)$.

Za kratek zgled vzemimo skoraj idealni ojačevalnik, ki ima statično vhodno napako (napetostni "offset") enako nič. Podobno naj bo tudi vhodna impedanca neskončno velika, tako da bo vhodni tok enak nič. Naj bo ojačenje odprte zanke $A_0 = 10^5$ in naj ima prenosna funkcija dominantni pol pri frekvenci $f_0 = 10$ Hz. Sedaj pripeljimo na neinverzirajoči vhod enosmerno napetost $V_i = 1$ V, inverzirajoči vhod pa povežemo na izhod z uporom $R_1 = 18$ k Ω in na maso z uporom $R_2 = 2$ k Ω , kot na sl. 17.

Zapišimo najprej običajno približno relacijo za izhodno napetost, ki velja le, če privzamemo da je $A_0 = \infty$:

$$V_o = V_i \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = 1 \text{ V} \left(1 + \frac{18}{2} \right) = 10 \text{ V} \quad (21)$$

Bolj natančna analiza pa nam pokaže :

$$V_o = \delta V A_0 F(j\omega) \quad (22)$$

kjer je δV razlika med vhodno in v povratni zanki deljeno izhodno napetostjo :

$$\delta V = V_i - V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (23)$$

z A_0 pa smo označili ojačenje odprte zanke za enosmerno napetost (ta pri sodobnih ojačevalnikih doseže med 10^5 in 10^7), medtem ko je prenosna funkcija ojačevalnika $F(j\omega)$ podana v naslednji normirani obliki :

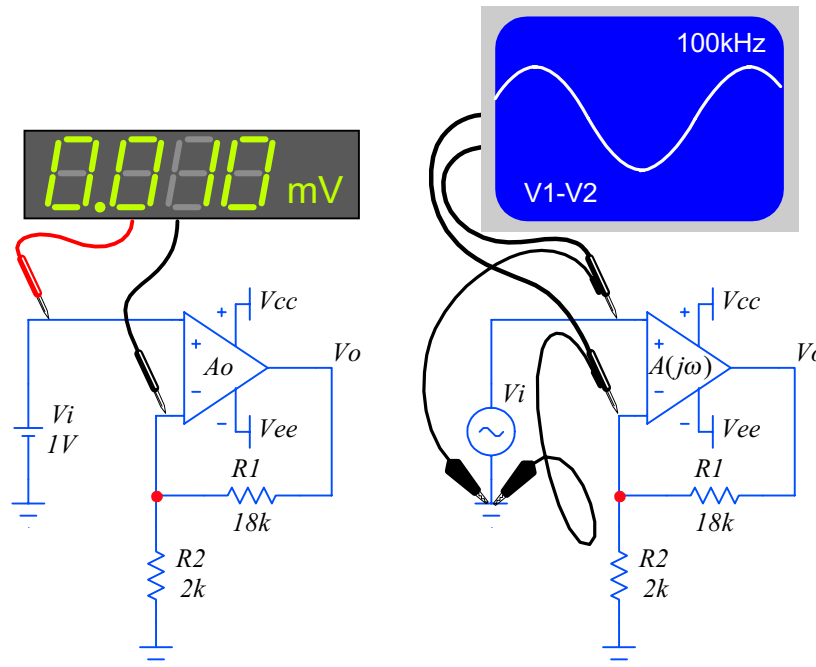
$$F(j\omega) = \frac{-\omega_0}{j\omega - \omega_0} \quad (24)$$

kjer je ω_0 kotna frekvenca dominantnega pola, ali $\omega_0 = 2\pi f_0$; to je frekvenca pri kateri je ojačenje za 3 dB manjše od enosmerne (pri večini ojačevalnikov je f_0 dokaj nizka, med 1 in 100 Hz).

Z nekaj elementarne algebre izraz (22) razrešimo in eksplicitno zapišemo :

$$V_o = V_i \frac{A_0 F(j\omega)}{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} A_0 F(j\omega)} \quad (25)$$

Pri enosmerni napetosti, kjer je $\omega = 0$, bo izhodna napetost večja od vhodne za faktor $10^6/(1+10^5)$, kar je skoraj enako 10, oziroma bo napaka v ojačenju ena stotisočinka. Z zelo občutljivim voltmetrom bi to manjkajočo stotisočinko lahko izmerili med obema vhodoma.



SI.17 : Operacijski ojačevalnik ($V_{\text{offset}} = 0$, $A_o = 10^5$, $f_0 = 10\text{Hz}$) ima zaradi omejenega ojačenja napako, ki jo lahko odčitamo med obema vhodoma. Pri frekvenci 100 kHz bo, zaradi frekvenčne odvisnosti ojačenja, napaka znašala že kar polovico vhodnega signala.

Sedaj namesto enosmerne napetosti priključimo na vhod sinusno napetost amplitude $V_i = 1\text{V}$ in frekvence $f = 100\text{kHz}$. Pa pogledajmo ponovno izraz za ojačenje, upoštevajoč tokrat frekvenčno odvisnost sistema, a da ne bi imeli predolgh klobas, se najprej znebimo kompleksnih veličin, in upoštevajmo le magnitudo frekvenčne odvisnosti (pozneje si bomo ogledali še fazno odvisnost) :

$$|F(j\omega)| = \sqrt{F(j\omega) F(-j\omega)} = \sqrt{\frac{-\omega_0}{j\omega - \omega_0} \cdot \frac{-\omega_0}{-j\omega - \omega_0}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{\omega^2 + \omega_0^2}} \quad (26)$$

V izrazu (26) faktor 2π lahko izpostavimo in okrajšamo, tako da namesto kotnih frekvenc imamo frekvence v Hz. Torej bo magnituda prenosne funkcije pri 100 kHz enaka malo manj kot 10^{-4} , oziroma bo ojačenje (brez povratne zanke) pri tej frekvenci le :

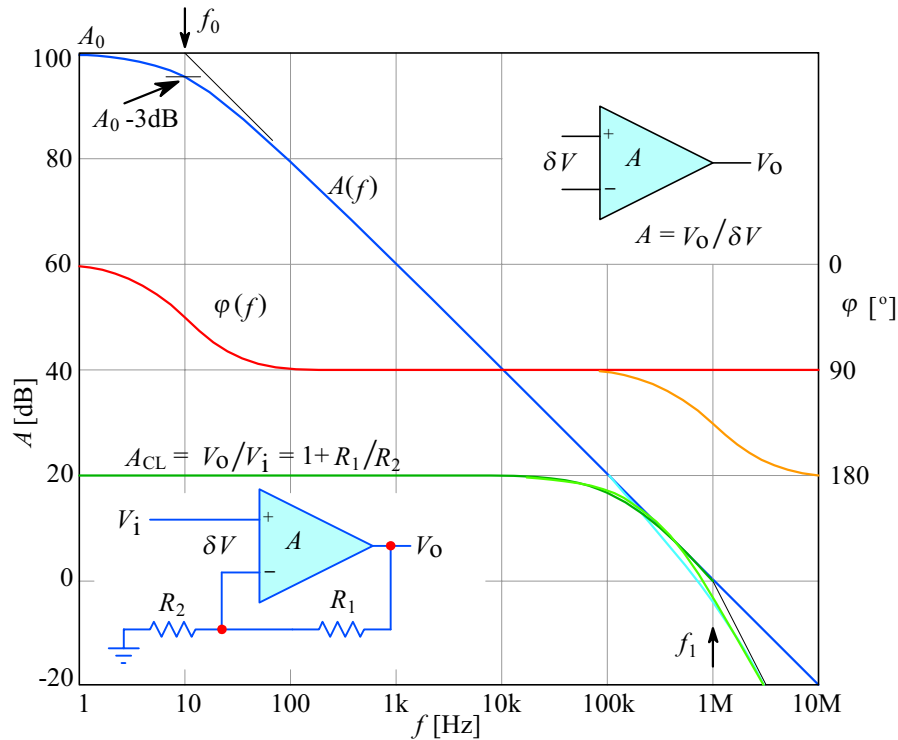
$$A_0 |F(j\omega)| = 10^5 \times 10^{-4} = 10 \quad (27)$$

Zato bo izhodna napetost :

$$V_o = V_i \frac{10}{1 + 0.1 \times 10} = 5 V_i \quad (28)$$

kar pomeni da bo izhodna napetost že za 6 dB manjša od tiste pri enosmernih razmerah. Kolikšen je faktor regulacije povratne zanke na tej frekvenci? Produkt v imenovalcu kaže $0.1 \times 10 = 1$. Kaj to pomeni? Pomeni da naš ojačevalnik praktično nima več povratne zanke. Vso napako, ki sedaj znaša 0.5 V, ali kar polovico vhodne napetosti, boste lahko izmerili med obema vhodoma, in to brez občutljivih instrumentov!

Če ne boste pozorni na take "malenkosti" boste v težavah že pri 1 kHz, kjer bo ojačevalnik "popravljal" svojo lastno nelinearnost že 100-krat slabše kot pri 10 Hz.



Sl.18 : Prenosna funkcija odprte zanke pri operacijskem ojačevalniku je popolnoma definirana z dvema parametroma, A_0 in f_0 . Fazna odvisnost $\varphi(f)$ ima 90° zasuk že pri frekvenci $10f_0$. Pri nekaterih ojačevalnikih dodatni pol f_1 na visokih frekvencah vpliva na stabilnost z dodatnim faznim zasukom.

Naslednji problem povratne zanke je dejstvo da ta opravlja svojo funkcijo le, če je negativna! Pomen predznaka je v fazni razliki med vhomom in izhodom. Za sinusni signal pomeni negativen predznak isto kot 180° razlike v fazi. Težava je v tem da, če želimo imeti negativno povratno zanko, moramo imeti 180° faznega zasuka v zanki **na vseh frekvencah**! Kakršnokoli fazno odstopanje od 180° pomeni dodatno povečanje napake.

Sedaj se vrnimo prenosni funkciji ojačevalnika, $F(j\omega)$. Fazni kot računamo v kompleksnem prostoru kot arcus-tangens ulomka imaginarne in realne vrednosti :

$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{\Im\{F(j\omega)\}}{\Re\{F(j\omega)\}} = \arctan \left(\frac{-\omega}{\omega_0} \right) \quad (29)$$

Ta izraz nam pove, da bo fazni kot signala povratne zanke že pri frekvenci, ki je enaka frekvenci dominantnega pola, torej pri 10 Hz, za 45° večji od 180° , pri desetkrat večji frekvenci pa je že za 90° večji, skupno torej 270° in tak ostaja vse do zgornje mejne frekvence. To še niti ni tako hudo, vsaj dokler je ojačenja v zanki na pretek, a, kot smo že videli, ojačenje upada sorazmerno s frekvenco, zato se napaka hitro večja.

Dodatni zaplet povroča počasnost izhodne stopnje. Izhodni tranzistorji morajo prenašati večje tokovne obremenitve, zato so tudi večji in, posledično, počasnejši. To v prenosno funkcijo vnese dodatni, nedominantni pol (f_1 na sl. 18) :

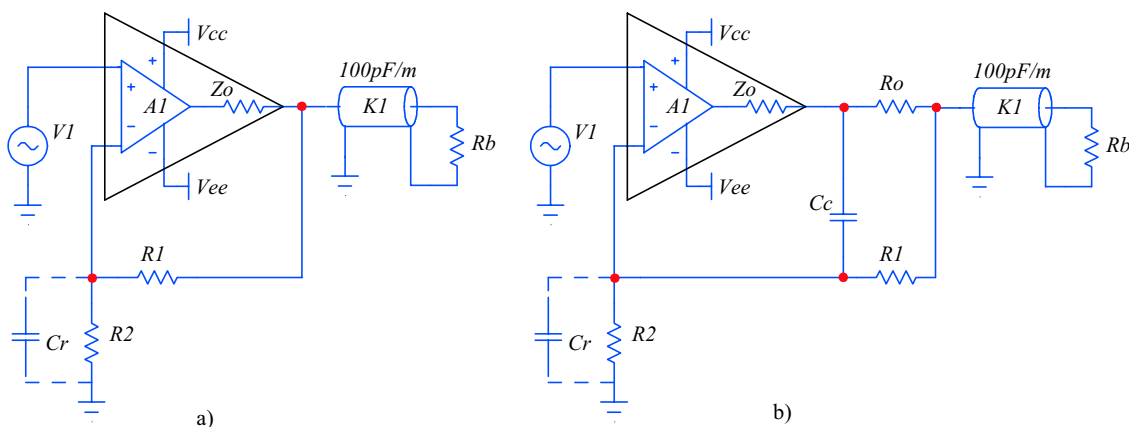
$$F(j\omega) = \frac{-\omega_0}{j\omega - \omega_0} \cdot \frac{-\omega_1}{j\omega - \omega_1} \quad (30)$$

To spremeni magnitudo v funkcijo druge stopnje, kar povzroči prelom pri frekvenci f_1 v strmino -40dB na frekvenčno dekada. Fazni kot pa se preprosto prišteje :

$$\varphi(j\omega) = \arctan\left(\frac{-\omega}{\omega_0}\right) + \arctan\left(\frac{-\omega}{\omega_1}\right) \quad (31)$$

Pri frekvenci, ki je desetkrat višja od frekvence nedominantnega pola, bo tako fazni kot že skoraj 360° in bo povratna zanka pozitivna, namesto negativna. Sedaj je vse odvisno od velikosti zančnega ojačenja, oz. produkta $A_0 |F(j\omega)| R_2 / (R_1 + R_2)$; če bo to večje od 1, se bo ojačevalnik prelevil v oscilator.

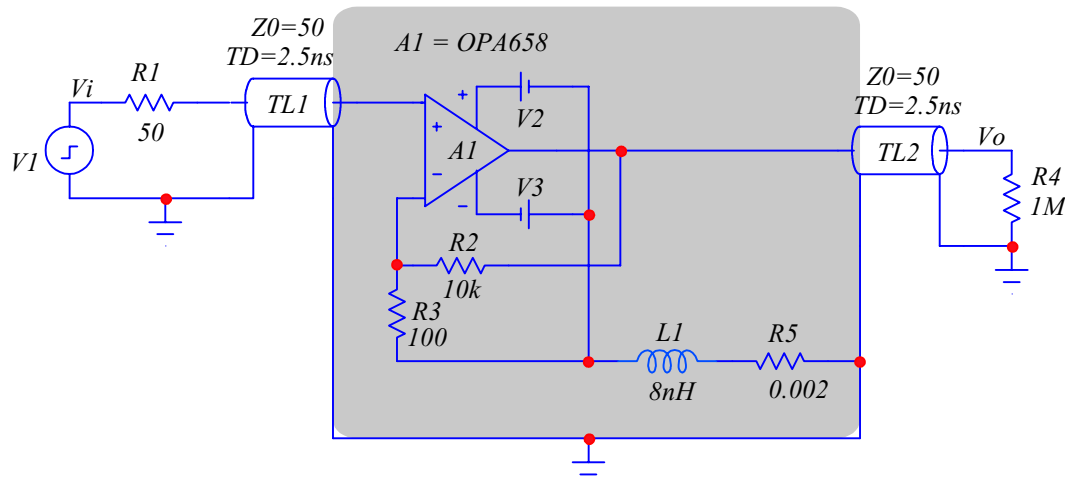
Težave pa lahko nastopijo tudi če je zančno ojačenje manj kot 1 : če takemu ojačevalniku obesimo na izhod neko dominantno kapacitivno breme, na pr., koaksialni kabel z 100pF/m , kot na sl. 19, se zna zgoditi da bo povratna zanka pod dodatnim vplivom napetostnega delilnika, sestavljenega iz izhodne impedance ojačevalnika (nekaj $10\ \Omega$) in kapacitete bremena. Ta v fazno zanko vnese še dodatni fazni zasuk in ojačevalnik bo zanesljivo osciliral. Včasih pa je zadosti že to, da smo uporovni delilnik v povratni zanki naredili z upori, katerih paralelna vezava ima vrednost $10\text{k}\Omega$ ali več. V takem primeru za razmeroma velik fazni zasuk na frekvencah, pri katerih je na voljo še nekaj ojačenja, zadošča že nekaj pF velika razsejana kapacitivnost na vhodu.



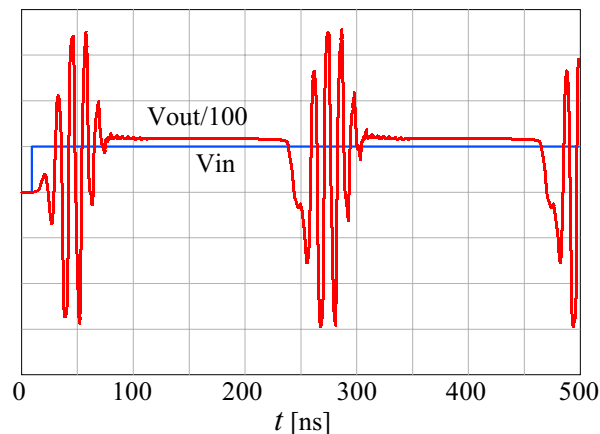
Sl.19 : a) Izhodna impedanca Z_o in breme (R_b paralelno s kapacitivnostjo kabla K_1) tvorita frekvenčno odvisni delilnik napetosti, ki vpliva na povratno zanko. Enako vpliva razsejana vhodna kapacitivnost C_r , če sta upora R_1 in R_2 velika. Oboje je mogoče preprečiti z ločevanjem DC in VF povratne zanke, kot v b).

Kapacitivnosti v zanki znajo nagajati če ozemljitev ni dobro izvedena, kot na pr. kaže sl. 20.

Vzemimo da smo napajalno referenčno točko ojačevalnika vezali na ozemljeno kovinsko škatlo s 15 mm dolgim vodnikom ($L_1 = 8 \text{ nH}$). Tako vhodna kot izhodna signalna vtičnica imata oklep tudi v stiku s škatlo. Koaksialna kabla, dolžine 0.5m, povezujeta ojačevalnik z izvorom signala in osciloskopom. Na prvi pogled bi rekli da je vse v najlepšem redu, a vendar signal na osciloskopu, sl. 21, ni nekaj nad čem bi lahko, vsaj kot načrtovalci ojačevalcev, bili navdušeni.



Sl.20 : Ojačevalnik v kovinskem ohišju je priključen z 0.5 m dolgimi koaksialnimi kabli na izvor signala in osciloskop. Napajalna napetost in lokalna referenčna točka za povratno vezavo sta vezana na ohišje preko 15 mm dolge žice ($L_1 + R_5$). Sl. 21 kaže časovni odziv.



Sl.21 : Časovni odziv ojačevalnika na sl. 20. Ojačevalnik ima očitno svoje mnenje o naši strokovnosti, kar nam je pripravljen povedati v obraz brez vseh zadržkov.

Priznajte da ste zbegani. Kako lahko 8 nH v "masi" povzroči da ojačevalnik znori ? Res da je ojačevalnik (OPA658, cena US\$ 4.45 za kos, če jih kupite tisoč) z pasovno širino 900 MHz zmožen mar si česa, a kaj takega vseeno niste pričakovali.

Odgovor je potrebno poiskati drugje. Če, na pr., odklopimo izhodni kabel in signal pogledamo z osciloskopno sondo (10:1, $C = 10 \text{ pF}$), ojačevalnik dela tako kot si želimo.

Kaj, če kabel kapacitivno preobremeni izhod? V specifikacijah proizvajalca (Burr-Brown) lahko preberete da je ojačevalnik notranje kompenziran za ojačenje 1 in lahko krmili kapacitivnosti do 1 nF brez težav, kapacitivnost 0.5 m kabla pa je le 50 pF.

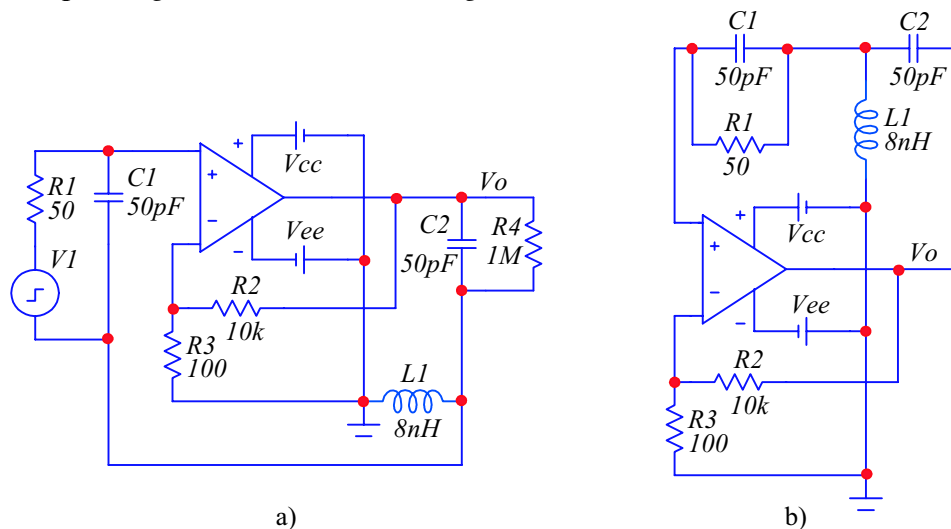
Pa poskusimo pri vhodu: odklopimo kabel in priklopimo 50 Ω zaključitveni upor. Signal smo sicer izgubili, oscilacije pa tudi.

V elektroniki je že tako, da nič ni dejansko tako kot zglada na prvi pogled - to bi vam moralo biti že jasno, če ste le imeli toliko potrpljenja da ste se prebili skozi besedilo do tukaj. "Vedno poglej stvari tudi z drugega zornega kota", se glasi stara modrost. In kje na sl. 20 lahko najdemo drugi zorni kot?

Kaj, ko bi, za spremembo, pogledali kako razmere vidi ojačevalnik? Ojačevalnik ima svojo referenčno točko, tisto, ki je skupna napajanju in povratni zanki. Če simbol za "maso" narišemo tam in obenem zberemo vse ostale, bo shema videti kot na sl. 22a.

Mimo grede, ali to res lahko naredimo? Lahko! Namesto prejšnjih simbolov za "maso" si zamislite mrežne kable za osciloskop, signalni izvor in ojačevalnik. Če so ti kabli dolgi 1.5 m, je njihova induktivnost med 1 in 2 μH , a ni velika verjetnost da imate kvalitetno ozemljitev že kar v stenski vtičnici. Torej lahko rečemo da celotni sistem "plava" na dokaj visoki impedanci. Takemu sistemu je zares vseeno, ne le kje ste narisali simbol za ozemljitev, pač pa tudi kako daleč je zemlja v resnici.

Če kapacitivnosti koaksialnih kablov proti kovinskemu ohišju narišemo kot na sl.22b, vidimo da imamo na visokih frekvencah pozitivno povratno zanko. Naredili smo, ne da bi se sploh tega zavedali, t.i. "blocking" oscilator.



Sl.22: a) Enaka shema kot na sl.20, toda z ozemljitvijo kot jo vidi ojačevalnik. Ekvivalentna shema v b) nam kaže obliko pozitivne povratne zanke bolj nazorno in sedaj je dogajanje na sl. 21 popolnoma razumljivo.

Kakšna je rešitev v tem primeru? Ali je ena sama ali pa jih je morda več?

- r1 : Ojačevalnik ponavadi ojačuje diferencialno. Torej odklopimo spodnji konec upora R_3 in ga zvežemo na ozemljitveni priključek vhodne vtičnice.
- r2 : Skrajšamo dolžino povezave in s tem zmanjšamo L_1 .

- r3 : Če r2 ni možna, lahko zvežemo ojačevalnikovo referenčno točko z večjim številom vodnikov na različne točke ohišja, zlasti pomembni sta vhodna in izhodna vtičnica; ekvivalentna induktivnost treh enakih paralelnih induktivnosti je trikrat manjša !
- r4 : Med izhodom ojačevalnika in signalnim priključkom izhodne vtičnice damo $50\ \Omega$ upor ; s tem vnesemo pol pri frekvenci $f = 50/2\pi L_1$ v pozitivno povratno zanko.
- r5... : Kombinacije dveh, treh ali kar vseh naštetih rešitev.
- rN : Naredimo vezje nanovo, tokrat kot se spodobi !

Namesto zaključka

Ta prispevek sem začel pisati kot "pravila", a se je izrodil v "nasvete", teh pa imate verjetno že čez glavo. Včasih bi morda res bilo bolje, če bi na tem področju obstajala stroga pravila, a ne verjamem da jih bo kdo sploh kdaj postavil.

Med načrtovalci kroži stara šala, da si človek, že če si le ogleda kako je nek problem rešil nekdo drug, za 99% zmanjša možnosti da bo naredil kaj zares novega, izvirnega in ustvarjalnega.

Glede tega bi se lahko zgledovali po računalniških programerjih. Ti so zares dosledni in zvesti svojim načelom. Sodeloval sem že z mnogimi in tudi sam sem od časa do časa programiral, a še nikoli nisem spoznal človeka, ki bi z veseljem vzel program, ki ga je napisal nekdo drug in ga le malenkostno predelal in prilagodil svojim potrebam. Vsi, ki jih poznam, so vedno vse napisali znova. S tem ne trdim da katerikoli računalniški program predstavlja nekaj zares novega, izvirnega ali ustvarjalnega.

Vseeno se mi zdi pomembno, da si vsaj začetniki ogledajo predstavljene primere, a le zato, da si lahko bolje predstavljajo principe po katerih človeški um deluje, bolje rečeno, ne deluje in zaradi katerih prihaja do banalnih a prepogosto nerešljivih napak.

Za bolj izkušene kolege pa upam, da so lahko uživali ob branju, vsaj toliko kot sem jaz ob pisanju, ter da so se ob tem lahko z nasmeškom in nostalgijo spominjali svojih lastnih podobnih napak.



erik.margan@ijs.si