

ALGORITEM ZA IZBIRO USTREZNEGA EMI FILTRA

¹Marko Podbersič, ²Matjaž Šegula, ³Vojko Matko

¹Ministrstvo za obrambo, Uprava RS za zaščito in reševanje, Ljubljana, Slovenija

²ISKRAEMECO d.d, Razvoj in raziskave, Kranj, Slovenija

³Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko, računalništvo in informatiko, Maribor, Slovenija

Ključne besede: EMC, EMI filter, kritična dolžina linije, tipična frekvenca.

Izveček: Članek opisuje način izbire ustreznega EMI filtra za določeno signalno linijo. Do sedaj smo EMI filtre izbirali na osnovi meritve sevanja celotnega CPU modula. V tem članku pa opisujemo izbiro filtra na osnovi meritve FFT signala. Takšna izbira je zagotovo optimalnejša od prve saj optimiziramo filter za vsako signalno linijo posebej. To smo pokazali na primeru CPU modula.

A Suitable EMI Filter Selection Algorithm

Key words: EMC, EMI filter, electrically long trace, critical frequency.

Abstract: The article describes a new method of selection of a suitable EMI filter for a signal line. This method is based on measurement of FFT of a signal. The selection is rather good, because we optimise EMI filter for each signal line separately. This was presented on an example of a CPU module.

We know actually three EMI filter selection methods. The first EMI filter selection method is based on a realization of EMI filters with a help of ground planes. All signal lines must be surrounded with ground (fig. 1). We can get so rather good capacitive draining of high frequency noise to the ground. Such capacitive draining is some sort of EMI filter. This capacitive draining is better if the coupling path between the signal line and the ground plan is longer. Many times this filter is not good enough. In these cases real EMI filters must be used. The second EMI filter selection method is based on a measurement of a radiation of whole equipment. At this method, we measure the radiation of whole equipment and get a discrete frequency component with maximum amplitude. We select EMI filters with maximum insertion loss at frequency, which is close by this frequency. We use EMI filters with similar characteristics on the whole equipment. The third EMI filter selection method is based on a measurement of a FFT on a single signal line. This method is described in this article.

Some technical expressions are described in first chapters of this article. Such expressions are a critical line length, S parameters of two-input circuit, a typical frequency – observed as EMI, an input impedance of EMI filter, adjustment and filtering.

An expression "critical line length" is known in the high-speed transmission-line theory. We determine a critical line length with help of the frequency F_{knee} (equation 14). At this critical line length the rise-time, T_r , exactly matches the propagation delay time, T_{pd} . This means that the transient phenomenon formed by the low-to-high signal transition precisely fits the line length. For that reason, this distance is called the "length of the rising edge". We must stress that the critical line length l_{max} means two-way propagation delay (source-load-source). A line length equal to or longer as the critical length certainly behaves as a transmission-line. This means that you must consider characteristic impedance, delay and reflections in that case.

S parameters are almost always presented because EMI filters are usually two-input circuits. The letter S comes from an english word "Scattering". S parameters describes that an incoming power in one input is distributed among all inputs of multi-input linear circuit. We are using these S parameters for an input impedance of the EMI filters calculation.

Typical frequency – observed as EMI, depends upon used logic elements and microcontroller. Precisely, it depends upon rise time of signals, which are transmitted by these elements (equation 35). We must be attentive when we select appropriate logic elements and microcontroller. If we use, for example, faster HCT instead of slower LS-TTL, the electromagnetic emission increases for up to three times. Of course this typical frequency finds expression at certain line length (emission radiation problem). These typical frequencies – observed as EMI are very important when we develop an electronic circuit.

A procedure of the new EMI filter selection method is as following:

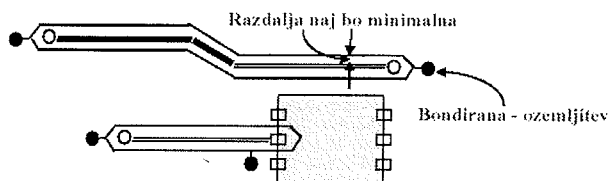
- Measuring the rise time t_r of the signal;
- Calculating (or measuring) the typical frequency – observed as EMI;
- Selecting a suitable EMI filter family with regard to an application;
- Selecting an EMI filter from the family. We select the filter with maximum insertion loss at frequency, which is close by the typical frequency.

The need of the EMI filters is conditional on the critical line length. This is verified by our experiences. If a two-way line length is shorter to the previously calculated l_{max} (critical line length) and there is no vias on the line, the usage of an EMI filter is not necessary.

We have shown on a example of a CPU module that this new EMI filter selection method based on FFT measurements of signals is better then the old one based on a measurement of a radiation of the whole CPU module.

1 Uvod

Zelo velikega pomena pri reševanju EMC problemov je pravilna izvedba ozemljitve. Pri tem je pomembno, da so posamezne signalne vezi tesno obdane z ozemljitveno površino (slika 1). Tako dobimo dokaj dober kapacitivni odvod visokofrekvenčnih motenj na zemljo /1/.

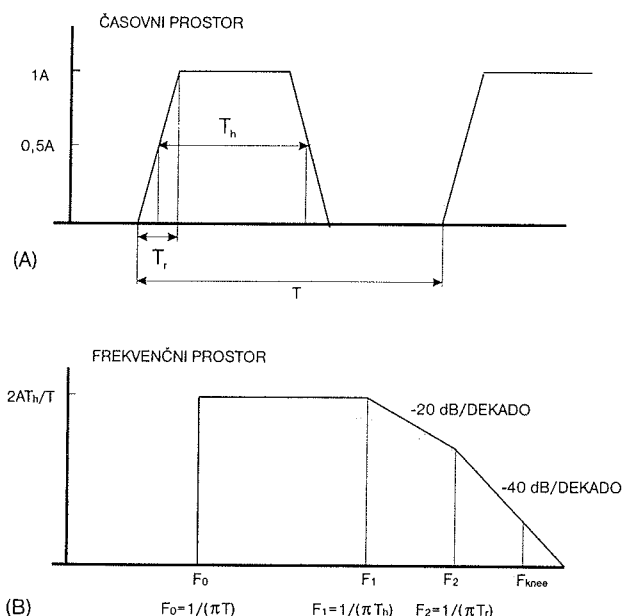


Slika 1: Pravilna izvedba ozemljitve

Takšen kapacitivni sklop predstavlja nekakšen EMI filter, ki pa seveda mnogokrat ne zadošča. V teh primerih uporabimo prave EMI filtre. Način izbire teh filtrov si bomo ogledali v nadaljevanju tega članka.

2 Kritična dolžina linije

V teoriji hitrih prenosnih poti poznamo izraz imenovan "kritična dolžina linije" /2/. Kaj je kritična dolžina linije? Odvisna je od frekvenc signalov, ki jih želimo prenašati preko linije. Spekter digitalnega periodičnega signala trapezoidne oblike prikazuje slika 2.



Slika 2: Spekter per. signala trapezoidne oblike

Ta signal lahko opišemo kot serijo spektralnih komponent:

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos(n\omega_0 t) + B_n \sin(n\omega_0 t)) \quad (1)$$

Koeficiente A_0 , A_n in B_n dobimo s pomočjo sledečih enačb:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (2)$$

$$A_0 = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt \quad (3)$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad (4)$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin(n\omega_0 t) dt \quad (5)$$

kjer je:

ω_0 – osnovna krožna frekvenca,

T – perioda signala,

t_0 – čas v trenutku opazovanja.

Ko imamo enak dvizni čas T_r in čas spusta T_f trapezoidnega signala, dobimo poenostavljen primer Fourierove vrste. Tok ali napetost n -tega harmonika dobimo iz enačbe (6).

$$A_n = 2A \frac{T_h}{T} \frac{\sin\left(n\pi \frac{T_h}{T}\right)}{n\pi \frac{T_h}{T}} \cdot \frac{\sin\left(n\pi \frac{T_r}{T}\right)}{n\pi \frac{T_r}{T}} \quad (6)$$

kjer je:

A – amplituda signala od vrha do vrha,

T_h – širina pulza,

T_r – čas vzpona,

T_f – čas upada,

T – perioda signala,

n – številka harmonika.

Ta spekter je sestavljen iz diskretnih frekvenčnih komponent $f_n = n f_T$, kjer je $f_T = 1/T$. Če narišemo asimptote na ta spekter, dobimo horizontalno linijo do prve kolenske frekvence (sl. 2B):

$$F_1 = \frac{1}{\pi T_h} \quad (7)$$

Od tu naprej dobimo padajočo linijo, ki pada z naklonom 20 dB/dekado do druge kolenske frekvence (sl. 2B):

$$F_2 = \frac{1}{\pi T_r} \quad (8)$$

Od tu naprej dobimo padajočo linijo, ki pada z naklonom 40 dB/dekado (sl. 2B).

$$F_{knee} = \frac{1}{2T_r} \quad (9)$$

Frekvenca F_{knee} je praktično maksimalna frekvenca in je približno $1,5 \times F_2$.

S pomočjo frekvence F_{knee} bomo določili kritično dolžino linije. Znano je, da sevanje narašča s frekvenco, dokler polovična valovna dolžina signala, ki se širi po liniji, ne doseže dolžine linije.

$$F_{knee} = \frac{1}{2T_r} \quad [\text{Hz}] \text{ lastnost signala} \quad (10)$$

$$\frac{\lambda_{knee}}{2} = \text{dolžina linije [m]} \quad \text{lastnost linije} \quad (11)$$

Hitrost širjenja signala po liniji je:

$$V_{prop} = \frac{1}{T_{pd}} \quad [\text{m/s}] \quad (12)$$

T_{pd} je zakasnitev signala. Sedaj lahko valovno dolžino (11) zapišemo kot:

$$\lambda_{knee} = \frac{V_{prop}}{F_{knee}} \quad [\text{m}] \quad (13)$$

S pomočjo enačb (10) in (12) dobimo kritično dolžino linije l_{max} :

$$l_{max} = \frac{\lambda_{knee}}{2} = \frac{T_r}{T_{pd}} \quad [\text{m}] \quad (14)$$

Pri kritični dolžini linije, se prehodni pojav, ki nastane s prehodom signala iz nizkega v visoko stanje, natančno ujame z dolžino linije. Zato, to razdaljo imenujemo tudi "dolžino pozitivne flanke". Poudariti je potrebno, da je pri kritični dolžini linije l_{max} upoštevana celotna dolžina linije – potovanja signala od oddajnika do sprejemnika in nazaj.

Za poenostavitev enačbe (14), uporabimo dejansko vrednost časa zakasnitve signala za material FR-4. Tako dobimo enačbi (15) in (16), po katerih lahko izračunamo kritično dolžino linije. Ti izračuni veljajo za dielektrično konstanto $\epsilon_r=4,6$. Ta dielektrična konstanta velja za material FR-4 in je dobljena na osnovi referenčnega signala 1MHz /3/.

$$l_{max} = 9 \cdot T_r \quad (T_r \text{ vstavimo v [ns]}) \quad (15)$$

(za mikrostrip tehnologijo – v cm)

$$l_{max} = 7 \cdot T_r \quad (T_r \text{ vstavimo v [ns]}) \quad (16)$$

(za stripline tehnologijo – v cm)

Linija, ki ima dolžino daljšo ali enako kritični dolžini se obnaša kot prenosna linija. To pomeni, da moramo upoštevati karakteristično impedanco, zakasnitev in odboje.

3 S parametri dvo-vhodnega vezja

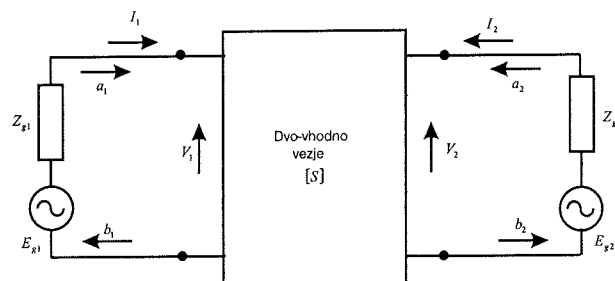
EMI filtri so običajno dvo-vhodna vezja. Skoraj vedno so za njih podani S parametri /4/.

Črka S izvira iz angleške besede "Scattering", kar pomeni "porazdeljeni". S parametri opisujejo, kako se dovedena moč na enem vhodu porazdeli med vse vhode več-vhodnega linearnega vezja.

Pri dvo-vhodnem vezju lahko normalizirana odbita valova b_1 in b_2 izrazimo z normaliziranimi vpadnimi valovoma a_1 in a_2 kot sledi:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

Takšno dvo-vhodno vezje prikazuje slika 3.



Slika 3: S parametri dvo-vhodnega vezja

Normalizirana vpadna vala sta podana z enačbama:

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_{g1} I_1}{2\sqrt{\text{Re}(Z_{g1})}} \quad (18)$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_{g2} I_2}{2\sqrt{\text{Re}(Z_{g2})}} \quad (19)$$

Normalizirana odbita vala pa sta podana z enačbama:

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_{g1}^* I_1}{2\sqrt{\text{Re}(Z_{g1})}} \quad (20)$$

$$b_2 = \frac{V_2 - Z_{g2}^* I_2}{2\sqrt{\text{Re}(Z_{g2})}} \quad (21)$$

Spremenljivke S_{11} , S_{22} , S_{12} in S_{21} imenujemo S parametre dvo-vhodnega vezja. Iz zgornjih enačb lahko izrazimo S parametre kot sledi:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (22)$$

S_{11} je odbojni koeficient na vhodu 1, pri prilagoditvi na vходу 2.

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (23)$$

S_{21} je prenosni koeficient dvo-vhodnega vezja pri pogoju $a_2 = 0$ (prilagoditev na vходу 2).

Podobno lahko zapišemo še:

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (24)$$

in

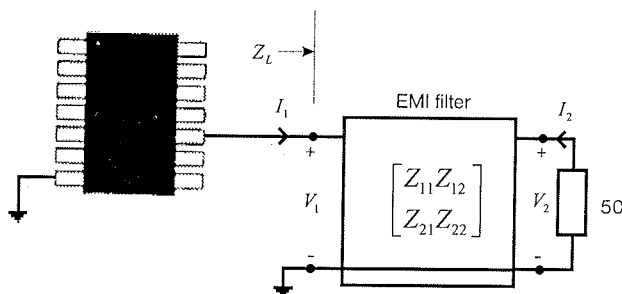
$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1 = 0} \quad (25)$$

S_{12} in S_{22} sta prenosni in odbojni koeficijent dvo-vhodnega vezja pri prilagoditvi na vходу 1.

Te S parametre bomo uporabili za izračun vhodne impedanc EMI filtrov.

4 Izračun vhodne impedance

Za izražanje vhodne impedance EMI filtrov so sicer bolj primerni Z parametri, saj Z_{11} že izraža vhodno impedanco vhoda 1 pri odprtih sponkah na vходу 2. EMI filter je tu predstavljen kot klasično dvo-vhodno vezje, tako da izračun velja splošno za vsa dvo-vhodna vezja. Ekvivalentno vezje takšnega EMI filtra prikazuje slika 4. Na izhod filtra je priključeno 50Ω breme /5/.



Slika 4: Ekvivalentno vezje EMI filtra

Od proizvajalca EMI filtrov smo za posamezne filtre dobili podane S parametre v odvisnosti od frekvence. S parametri so podani v obliki kompleksnih števil.

S parametre pretvorimo v Z parametre kot sledi:

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{(1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}} \cdot \begin{bmatrix} (1 + S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21} & 2 \cdot S_{12} \\ 2 \cdot S_{21} & (1 - S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21} \end{bmatrix} \quad (26)$$

Z Z parametri lahko zapišemo povezavo med tokovi in napetostmi na sponkah vezja na sledeči način:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (27)$$

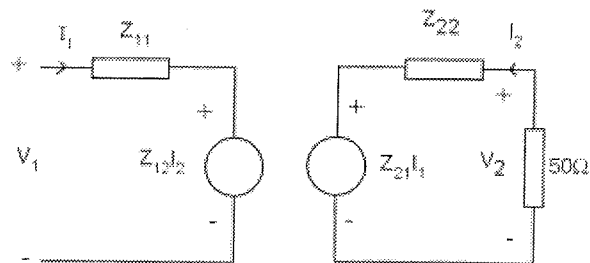
Iz zgornje enačbe dobimo izraz za Z_{11} kot sledi:

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{I_2 = 0} \quad (28)$$

Z_{11} torej predstavlja vhodno impedanco dvo-vhodnega vezja, pri pogoju, da so na vходу 2 odprte sponke. Dejansko

imamo redko na vходу 2 odprte sponke, pač pa neko breme. V našem primeru je to 50Ω breme. Zanima nas, kakšno impedanco Z_L čuti izhod integriranega vezja v tem primeru.

Impedančne enačbe dvo-vhodnega vezja lahko ponazorimo z nadomestnim vezjem, ki ga prikazuje slika 5.



Slika 5: Nadomestno vezje

Velja:

$$Z_L = \frac{V_1}{I_1} \quad (29)$$

Iz nadomestnega vezja na sliki 5 sledi:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (30)$$

$$I_2 = \frac{Z_{21}I_1}{Z_{22} + 50} \quad (31)$$

$$V_1 = Z_{11}I_1 + \frac{Z_{12}Z_{21}I_1}{Z_{22} + 50} \quad (32)$$

Impedanca Z_L je torej:

$$Z_L = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22} + 50} \quad (33)$$

Impedanca Z_L nam predstavlja impedanco, ki jo čuti izhod integriranega vezja na svojih sponkah (slika 4). Če hočemo, da odda izhod integriranega vezja bremenu (filtru) največjo moč in da ne pride do odboja, mora biti vhodna impedanca filtra Z_L enaka konjugirano kompleksni impedanci izhoda:

$$Z_L = Z_{izh}^* \quad (34)$$

V tem primeru pravimo, da sta izhod integriranega vezja in filter z bremenom prilagojena.

5 Tipična frekvenca opazovana kot EMI

Tipična frekvenca – opazovana kot EMI, je odvisna od uporabljenih logičnih elementov in mikrokrmilnika. Bolje rečeno, odvisna je od dviznih časov signalov, ki jih ti elementi oddajajo (35). Pri razvoju strojne opreme je še kako pomembna pravilna odločitev pri izbiri ustrezne logične družine in mikrokrmilnika. Če npr. namesto LS-TTL vzamemo hitrejši HCT, bo narasla emisija električne poljske jakosti za trikratni faktor. Zato naj ne bi nikoli izdelali vezja v širšem pasovnem območju, kot je nujno. Seveda pa ta tip-

ična frekvenca pride do izraza (emisija sevalne narave) šele pri določeni dolžini vezi $/3/$.

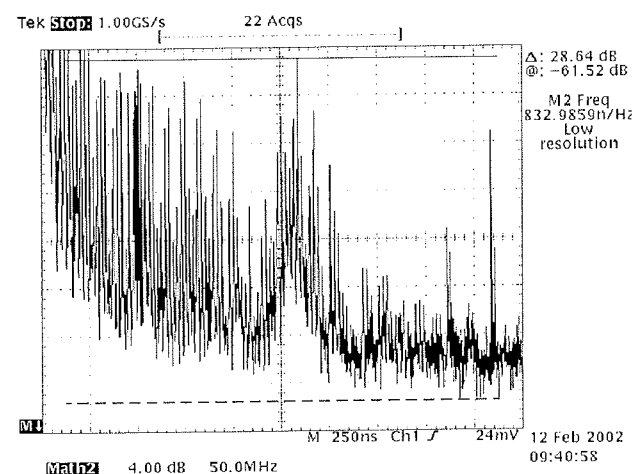
$$F_{\max} = \frac{10}{\pi T_r} \quad (35)$$

Pri načrtovanju elektronskih vezij v smislu EMC-ja so zelo pomembne tipične frekvence, opazovane kot EMI, posameznih elementov.

Da bi preverili pravilnost enačbe (35), smo napravili tudi meritev harmonika pri tipični frekvenci opazovani kot EMI. Zaradi ne povsem ustrezne merilne opreme, smo morali meritev nivoja harmonika pri tipični frekvenci, opazovani kot EMI, izvesti na 74HC logiki, ki ima tipično frekvenco pri 270 MHz. Najboljši nam dostopen osciloskop, je imel frekvenčno omejitev pri 500 MHz, kar pa je za AC logiko prenizko. Tipična frekvenca AC logike se nahaja pri 1,6 GHz.

Izhodni signal iz 74HC245 logičnega vezja prikazuje slika 6. Tipična frekvenca je lepo vidna pri 265,258 MHz. Prepoznali smo jo po ponovnem porastu harmonikov nekje med 220 MHz in 300 MHz, z vrhom pri tipični frekvenci 265,3 MHz.

Na sliki 6 vidimo, da je nivo harmonika pri tipični frekvenci 28,64 dB (27,04 V).



Slika 6: FFT signala na izhodu iz 74HC245 logičnega vezja

Z meritvijo časa porasta signala t_r smo dobili za t_r vrednost 12 ns. Iz časa porasta signala t_r smo lahko izračunali tipično frekvenco, opazovano kot EMI, po enačbi (35). Dobili smo vrednost 265,258 MHz. Rezultat (36) se popolnoma sklada z meritvijo.

$$F_{\max} = \frac{10}{\pi T_r} = \frac{10}{\pi \cdot 12ns} = 265,258MHz \quad (36)$$

Tipično frekvenco, opazovano kot EMI lahko torej dokaj enostavno izračunamo. Pravilnost izračuna smo potrdili z meritvijo.

6 Prilagoditev in filtriranje

Do sedaj na prilagoditve nismo izrecno pazili, pa tudi vhodne impedance filtrov nismo preračunavali. To smo si nekako lahko privoščili, saj smo imeli opravka s sorazmerno počasnimi procesorji (do 24 MHz) in majhnimi ploščicami tiskanega vezja (kratke antene).

Izvajanja v poglavju 3, so torej plod razmišljanj za bližnjo prihodnost, saj se temu verjetno ne bomo mogli dolgo izogibati. Seveda pa smo na linije, ki so daljše od kritične dolžine linije ($l_{\max}$) namestili EMI filtre. Postavili smo jih blizu izvora motenj. S filtri smo poleg filtriranja signala izboljšali tudi prilagoditev. Pri tem smo morali paziti na strukturo uporabljenih EMI filtrov.

V katalogih podajamo dušenje EMI filtrov pri vhodni in izhodni impedanci 50Ω /6/. Običajno pa v realnih vezjih nimamo take impedance. Znano je, da je učinkovitost filtrov močno odvisna od vhodne in izhodne impedance, to je od impedanc vezja, kamor je filter vgrajen. Veljajo neka splošna pravila, ki se jih običajno držimo /7/. Ta pravila prikazuje slika 7.

		Izhodna impedanca (Z_o)	
		Visoka	Nizka
Vhodna impedanca (Z_i)	Visoka	Kondenzator π-tip	IN OUT L- tip
	Nizka	IN OUT L- tip	Tuljava T- tip

Slika 7: Izbira ustreznega EMI filtra

Vemo, da je kondenzator bolj učinkovit pri dušenju motenj v visoko impedančnih vezjih, tuljava pa je bolj učinkovita v nizko impedančnih vezjih. Slika 7 prikazuje tabelo, s pomočjo katere izberemo ustrezen filter glede na vhodno in izhodno impedanco.

7 Izbiranje ustreznih EMI filtrov

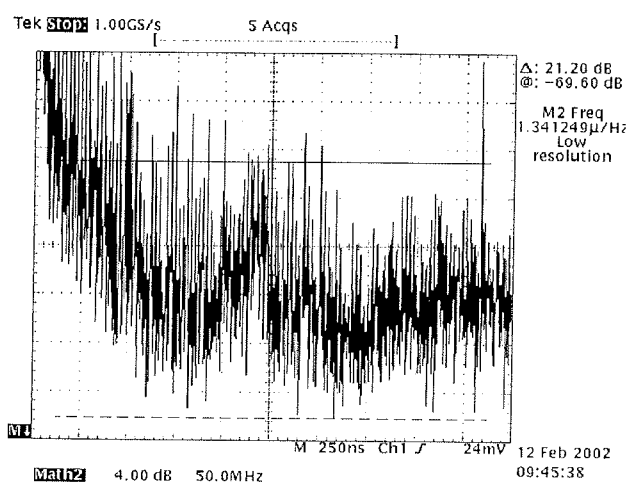
Postopek izbire optimalnega EMI filtra je sledeč:

- izmerimo čas porasta signala t_r ;
- izračunamo (lahko tudi izmerimo) tipično frekvenco, opazovano kot EMI;
- glede na aplikacijo izberemo ustrežno družino EMI filtrov;
- iz izbrane družine EMI filtrov vzamemo tistega, ki ima maksimum dušenja čim bližje tipični frekvenci.

Potreba po EMI filtrih je pogojena s kritično dolžino linije. To potrjujejo tudi naše izkušnje [8]. Če je dvosmerna dolžina linije krajša od predhodno izračunane l_{max} (kritična dolžina linije) in ni na liniji nobene vije razen pri priključkih integriranega vezja (DIP ohišje), uporaba EMI filtra ni nujna.

V poglavju 4 na sliki 6 vidimo FFT signala na izhodu iz 74HC245 integriranega vezja. V to signalno linijo smo vstavili EMI filter, ki smo ga izbrali s pomočjo zgoraj opisanega postopka. To je bil EMI filter NFW31SP506X1E4 firme Murata. Maksimalno dušenje ima pri približno 250 MHz.

Na sliki 8 vidimo, da se je nivo harmonika pri tipični frekvenci zmanjšal iz 28,64 dB (27,04 V) na 21,20 dB (11,48 V). Uporaba EMI filtra se je torej obrestovala.



Slika 8: FFT signala D/3/ za Muratinim EMI filtrom NFW31SP506X1E4 – izhod iz 74HC245 logike

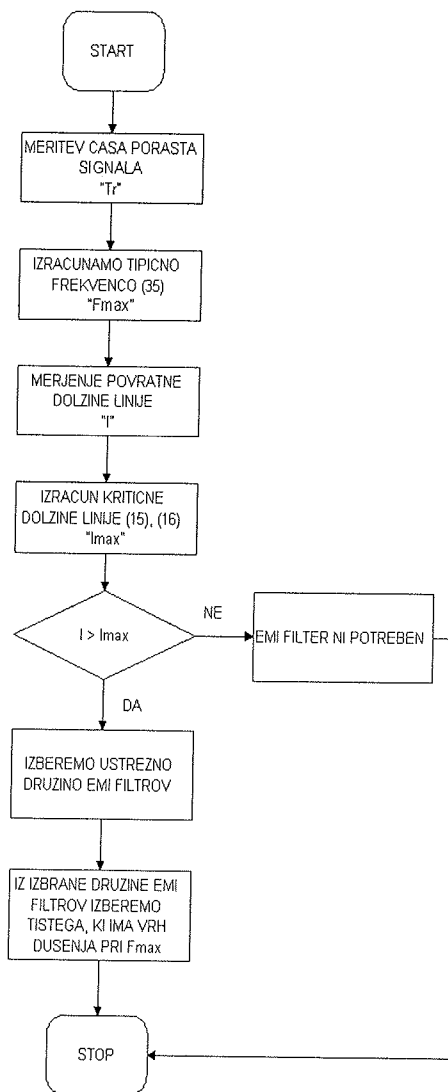
Opisan postopek izbire EMI filtrov prikazuje slika 9.

8 Primer CPU modula

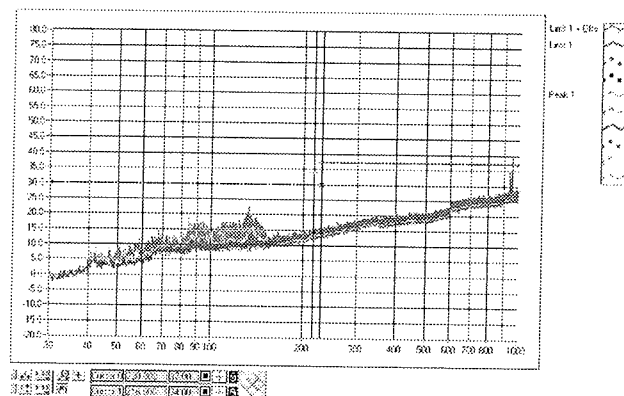
Na primeru CPU modula smo pokazali, da je metoda izbire EMI filtrov na osnovi meritve FFT signalov dejansko boljša od metode izbire na osnovi meritve sevanja celotnega CPU modula.

Najprej smo CPU modul opremili z EMI filtri, ki smo jih izbrali po metodi merjenja sevanja CPU modula. Pomerili smo sevanje tega modula. Rezultat meritve prikazuje višja krivulja na sliki 10. Sevanje je bilo sicer v dopustnih okvirih, vendar še vedno precej opazno.

Isti CPU modul smo opremili še z EMI filtri, ki smo jih izbrali po metodi meritve FFT signala. Pričakovali smo boljši rezultat, kot v prejšnjem primeru, saj smo problem sevanja reševali za vsako linijo posebej. Naša pričakovanja so se uresničila. Rezultat meritve prikazuje nižja - modra krivulja na sliki 10.



Slika 9: Diagram poteka izbire EMI filtra



Slika 10: Sevanje CPU modula

Literatura

- /1/ Dugald Campbell, Harald Kreidl, "Solving EMC Issues", Motorola, Workshop 36, EMV'03, Augsburg, 2003.
- /2/ Dir. Frits J. K. Buesink, Thomson - CSF Signaal, Henglo, NI, "High Speed Digital Design Topics for Printed Circuit Boards", Workshop 24, EMV'01 Augsburg, 2001.
- /3/ M. I. Montrose, "EMC and the printed circuit board: Design, Theory, and Layout Made Simple", 1. edition, IEEE Press Editorial Board, New York, 1999, vols 1, 3, 6, 7.
- /4/ Dick Anderson, Lee Smith, Jeff Gruszynski, "S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design", Hewlett-Packard Company, USA, 1996-1997.
- /5/ S. Kazama, S. Shinohara, R. Sato, Evaluation of methods of measuring digital IC terminal output, EMC Research Laboratories Co., Ltd., Sendai, Japan, 2000, pp. 329-334.
- /6/ Vladan Đ. Desnica, Ljiljana D. Živanov, Obrad S. Aleksić, Miloljub D. Luković and Miroslav D. Nimrihter, "Comparative Characteristics of Thick-Film Integrated LC Filters", IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol.51, no. 4, august 2002, pp. 570-576.
- /7/ muRata, "Noise Suppression by EMI Filtering: Basics of EMI Filters", No. TE04EA-1, 1998.
- /8/ Šegula Matjaž, Podberšič Marko, "Reševanje EMC problematike", Kranj: ISKRAEMECO, d.d., 2002. 56 f., ilustr., graf. prikazi. [COBISS.SI-ID 512034160]

Marko Podberšič,
Ministrstvo za obrambo, Uprava RS za zaščito in
reševanje, Kardeljeva ploščad 21, 1000 Ljubljana
Email: marko.podbersic@mors.si

Matjaž Šegula,
ISKRAEMECO d.d, Razvoj in raziskave,
Savska loka 4, 4000 Kranj
Email: matjaz@rd.iskraemeco.si

Vojko Matko,
Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko,
računalništvo in informatiko,
Smetanova ulica 17, 2000 Maribor
Email: vojko.matko@uni-mb.si

Prispelo (Arrived): 31.05.2003 Sprejeto (Accepted): 26.08.2003