

HALMI GÁBOR
Telefongyár

TTL áramköri elemekkel felépített berendezések zaj-zavar védekezése (I. rész)

ETO 621.391.322:621.382.3:681.325.6

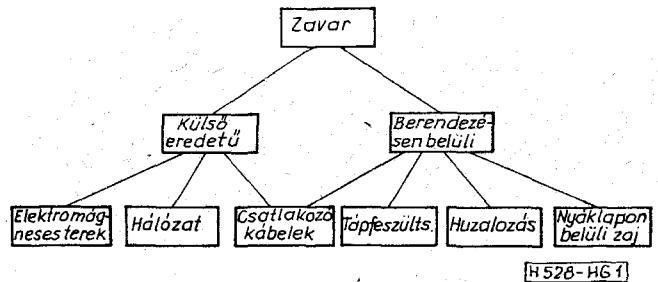
A digitális berendezések tervezése során egyre inkább előtérbe kerül a berendezések zaj-zavar érzékenysége kérdése. Különösen fontos a zajproblémák ismerete a nagy sorozatban gyártott berendezéseknél, ahol egy-egy véletlenszerűen jelentkező zavarjelenséget utólagosan kiküszöbölni nagyon költséges, és semmi esetre sem megbízható eljárás. A zajproblémákra már a tervezés egyes fázisaiban figyelemmel kell lenni. A vonatkozó szakirodalomban [1, 2, 3, 4, 5] meglehetősen sok ajánlást, előírást, javaslatot találhatunk a zajproblémák elkerülésére, de ezek főleg a logikai áramkörökre, illetve az ezeket tartalmazó logikai kártyákra vonatkoznak. Egy digitális elektronikát tartalmazó berendezés egészére vonatkozóan, a zaj-zavar jelenségeket berendezés szinten átfogó ilyen előírások, javaslatok nem állnak rendelkezésre. A tervezők figyelmé éppen ezért fordul az utóbbi időben egyre inkább a zaj-zavar problémák fizikai okainak tisztázása és berendezés szintű tárgyalása felé [8, 9].

Jelen tanulmányban megpróbáljuk a problémakört lehetőleg minél teljesebben áttekinteni. A szakirodalomban található ajánlásokat megfelelő kiegészítésekkel — a mérésekből és az elméleti megfontolásokból levonható következtetésekkel — összegeztük a tervező mérnökök számára. A tanulmány minden más szemponttól függetlenül csak a zaj-zavar problémákra koncentrálna tartalmaz megfontolásokat, elsősorban a normál TTL logikájú (SN74-es sorozatú integrált áramköröket tartalmazó) berendezésekre vonatkozóan.

Zajok-zavarok rendszerezése

Egy berendezés helyes működését megzavaró, tévműködést okozó zajokat kétféle szempont szerint osztályozhatjuk:

- a zajok fizikai oka szerint
- keletkezési helyük szerint.



1. ábra. A berendezésre ható zajok csoportosítása

Az alábbiakban a zajok, zavarok hatását keletkezési helyük szerint tárgyaljuk, esetenként figyelembe véve a zavaró hatások fizikai okait.

Keletkezési helyük szerint a zajokat az 1. ábrán látható módon csoportosíthatjuk.

1. Elektromágneses terek zavaró hatása

A berendezés közelében üzemelő nagyfeszültségű készülékek (szikraforgácsoló, ívhegesztő, villamos vontatás stb.) igen jelentős téreerjű elektromágneses zavart képesek kelteni, ami a berendezés belsejében biztosan talál egy megfelelő „vevőantannát”.

Ezek ellen gyakorlatilag tökéletes védelmet nyújt a berendezés zárt fém burkolata, az összekötő kábelek külső árnyékolása. Az elektromágneses terek zavaró hatása ilyen esetben is bejuthat a készülékünkbe az 1–2 m hosszán a berendezésből kilógó hálózati csatlakozó kábelén keresztül. Ez azonban hatásában azonos a hálózati zavar problémájával, ezért ott tárgyaljuk.

2. Hálózati eredetű zavarok

A 220 V-os váltakozóáramú hálózaton a villamos energia mind szélesebb körű alkalmazásával a zavarok mind amplitudó, mind frekvenciatartomány terén megnöttek. A nagyfeszültségű félvezető eszközök,

tirisztorok elterjedése óta igen nagy frekvenciájú zavarok is jelentős amplitudóval vannak jelen.

Vizsgálataink szempontjából a hálózati zajokat három csoportba soroljuk:

$$f_a \approx 30 \text{ MHz}$$

$$30 \text{ MHz} < f_b \leq 100 \text{ MHz}$$

$$100 \text{ MHz} < f_c$$

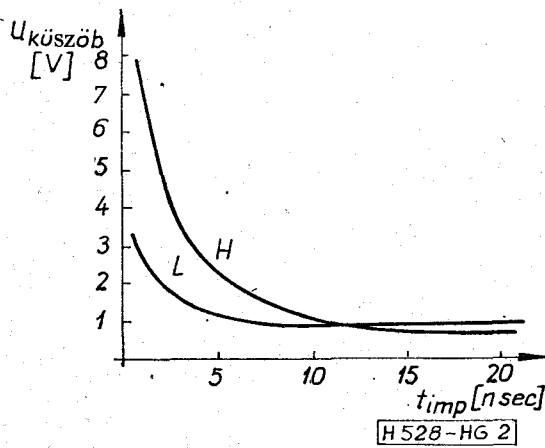
A f_a frekvencia tartományra vonatkozó postai zavarfeszültség előírások a berendezésekből működés közben a hálózatra jutó zavarok értékeit korlátozzák. De a valóságban ennél sajnos, jóval nagyobb zavarok is gyakran kerülnek a hálózatra. Különösen egy-egy berendezés be-, vagy kikapcsolása alkalmával.

Az f_b és f_c tartományt a sugárzott zavarok közé szokás sorolni, ezek inkább elektromágneses terek útján hatnak, mert a hálózat vezetékének impedanciája ezeken a frekvenciákon már igen nagy. Viszont ez az a frekvencia tartomány, amely a berendezésünk hálózati csatlakozó kábelén keresztül — mind vevőantennán át — a készülékbe bejut. Ezek közül az f_b tartomány a veszélyesebb, mivel az f_c frekvenciájú zavarok maximum 4–5 nsec hosszú impulzusok. Ez az érték a normál TTL kapuk terjedési, késleltetési idejénél kisebb, így annak működését — mind az a 2. ábra diagramjából is látható — csak relatív nagy amplitúdó esetén befolyásolja. Ezért vizsgálatainknál

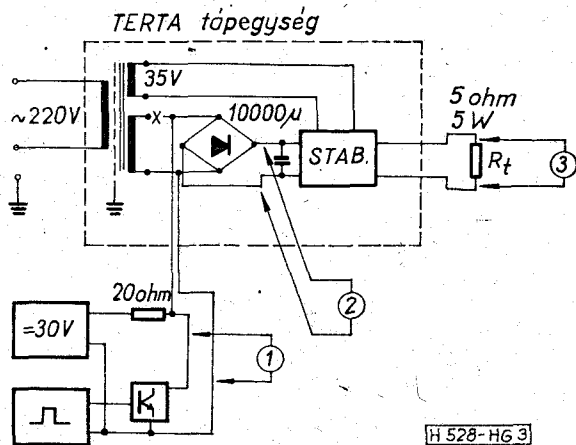
csak az f_a és f_b frekvenciájú zavarok hatásának kiértékelésére szorítkoztunk. Meg kívánjuk jegyezni, hogy a hálózati zavar jelenségek keltése, egzakt mérése és kiértékelése igen komoly mérés technikai problémákat jelent. Pl.: a 220 V-os hálózat „zavarása” azzal a veszéllyel jár, hogy a mérőműszerek saját zavarérzékenysége nem választható el a vizsgált berendezésen átjutó hálózati eredetű zavartól. Ezért csak kvalitatív vizsgálatokra szorítkoztunk, a 3. ábra szerinti mérőkapcsolásban vizsgálva egy — a TERTA távadatfeldolgozó berendezésekben szabványosított felépítésű — tápegységet.

A transzformátor primer tekercsét a normál működésnek megfelelően a 220 V-ra csatlakoztattuk, és az 5 V-os stabil tápfeszültséghez tartozó szekunder tekercs egyik ágát leforrasztottuk a transzformátorról. Az 5 V-os stabilizátort — melynek referencia feszültségét továbbra is a transzformátor 35 V jelű tekercse szolgáltatta — a transzformátorról leválasztott pontokon külső stabil egyenfeszültségű tápegységről tápláltuk meg. A zavaró hatást ezen pontok 0,1–1 μ sec idejű rövidrezárásával szimuláltuk. Ez közelítőleg megfelel egy szomszédos berendezés hálózati ki-bekapcsolásakor fellépő zavarnak.

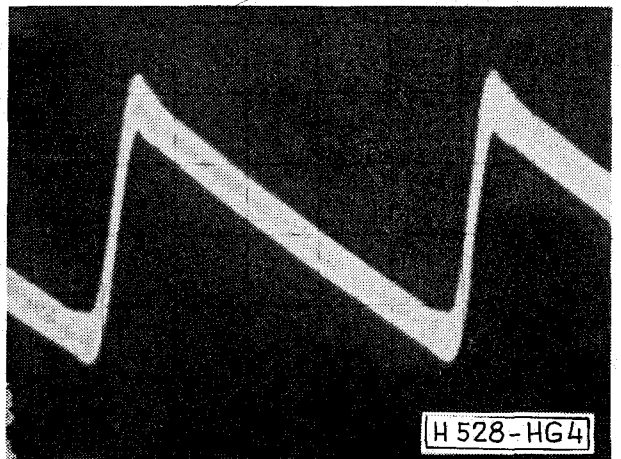
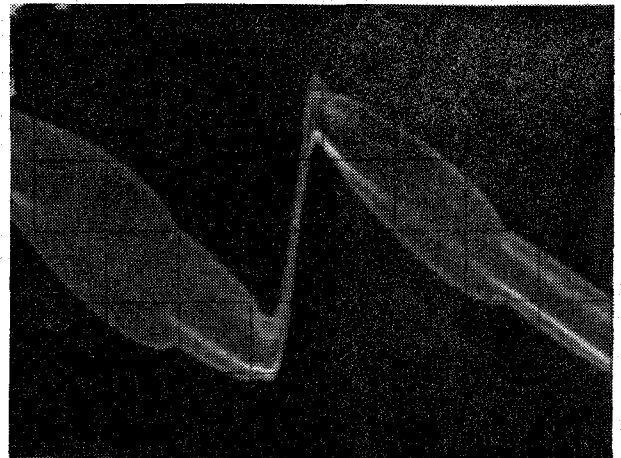
A 4. ábrán látható oszcilloszkóp fotón a 3. ábra ② jelű mérőpontján levő jelalak — a puffer kondenzátoron levő 100 Hz-s fűrészeljre superponált nagyfrekvenciás zavarójel — látható, illetve ugyan ez a jelalak, ha a 10 000 μ F-os kondenzátorral párhuzamosan



2. ábra. TTL áramkörök dinamikus zavarküszöb-feszültsége a zavaró impulzus szélességének függvényében



3. ábra. A hálózati zavarok hatását szimuláló mérőkapcsolás



4. ábra. A ② jelű mérőponton levő jelalakok

zamosan kötünk egy darab 100 nF-os nagyfrekvenciás szűrőkondenzátort.

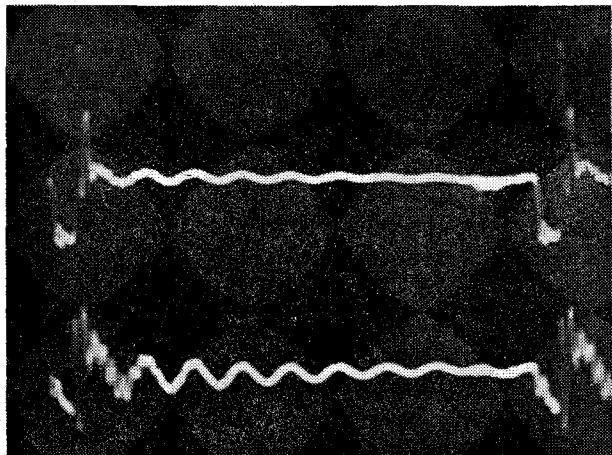
Az 5. ábrán látható oszcilloszkóp fotón a 3. ábrák ① és ③ jelű mérőpontjain levő jelalak látható, illetve ugyanezek a pontokon a jelalakok, ha bemeneten nagyfrekvenciás L—C zavaroszűrőt alkalmaztunk. (Ez utóbbin az időtengely 2-szeres nyújtásban.)

Az ábrákról jól látható, hogy a hálózati eredetű zavarok hatását a berendezésben nagyfrekvenciás L—C zavaroszűrővel és a tápegység megfelelő pontjain elhelyezett nagyfrekvenciás szűrőkondenzátorral nagymértékben csökkenthetjük. Az alkalmazott zavaroszűrő kapcsolása és csillapítás karakterisztikája a 6. ábrán látható.

3. Csatlakozó kábelek okozta zajok

A berendezést a kapcsolódó készülékekkel, perifériákkal stb. összekötő kábelek a következő fizikai okok miatt juttathatnak zavaró jelet a logikai egységekbe:

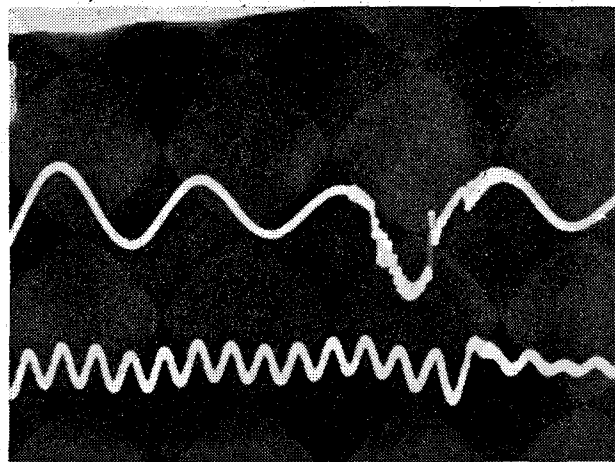
- külső zavaró hatás (elektromágneses terek, másik kábelek),



$$U_{be} = 10V$$

$$U_{ki} = 0,1V$$

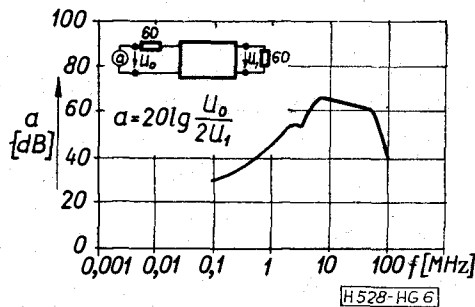
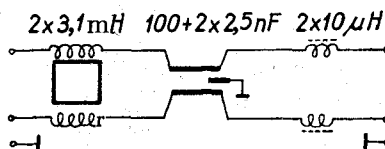
$$t = 0,2 \mu sec/cm$$



$$t = 0,1 \mu sec/cm$$

H 528-HG 5

5. ábra. A jelalakok az ① és ③ jelű mérőpontokon



6. ábra. B 84 102—C30 típusú zavaroszűrő kapcsolása és csillapítás-karakterisztikája

- reflexiós zaj,
- kapacitív, induktív csatolás.

Szomszédos kábelek, elektromágneses terek zavaró hatása

Ez a zavaró hatás általában elhanyagolható, különös tekintettel a külső szövött árnyékolású kábelek esetén. Számottevő zavaró hatás akkor keletkezhet, ha a kábel árnyékolatlan — kifejtett — szakasza és a hálózati kábel közel halad egymáshoz. Az ilyen jellegű zavarok ellen a hálózati kábel megfelelő vezetése, és az előzőekben írtak betartása megfelelő védelmet nyújt.

Reflexiós zaj

A TTL kapuk be- és kimenő ellenállása a logikai 0 és 1 állapotokban különböző, és

$$\frac{R_b}{R_k} > 10.$$

A TTL áramkörök kapcsolási ideje és a kábel késleltetési ideje azonos nagyságrendű, így az illetéltlen-ségből adódó reflexió hatását figyelembe kell venni. Általában igaz, hogy a kimeneti ellenállás, a kábel hullámellenállása és a bemeneti ellenállás között az alábbi összefüggés áll fenn:

$$R_k < Z_0 < R_b.$$

Ilyen impedancia viszonyok mellett tökéletes reflexió mentes illesztésre nincs lehetőség, de a gyakorlatban erre nincs is szükség. Megfelelő kiegészítő elemekkel az illesztés kielégítő mértékben javítható.

Kapacitív, induktív csatolás

A kapacitív, induktív csatolás egymástól általában nem választható szét, hacsak nem biztosított, hogy a jelek fel- és lefutása jóval kisebb legyen, mint a jel terjedési ideje a kábelben, azaz a potenciál változás a vezeték teljes hosszában egyidejűnek legyen tekinthető. Ilyenkor általában az induktív zavaró jel kisebb, mint a kapacitív. Ezekre hasonló elméleti megfontolások tehetőek, mint a nyáklapon belüli kapacitív, induktív zajok esetén, ezért ezt ott tárgyaljuk.

Csaflakozó kábelek vizsgálata

A reflexió és a kapacitív, induktív csatolás hatását együttesen vizsgáltuk oly módon, hogy a kábel egyik jelvezetékét egy TTL-kapun keresztül $0,8 \mu\text{sec}$ -os impulzusokkal hajtottuk meg, a másik végén egy TTL-kapuvál vettük a jelet, egy szomszédos jelvezetékre pedig meredek felütésű, $0,1 \mu\text{sec}$ időtartamú zavaró impulzust kapcsoltunk, amelynek amplitúdóját $3-10 \text{ V}$ tartományban változtattuk. A vizsgálathoz felhasznált kábel:

- 2×16 erű, sodrott érpárú (a sodrás mértéke 30 ford/m),
- érpáronként árnyékolt,
- $Z_0 \approx 220 \text{ ohm}$,
- $R = 0,13 \text{ ohm/m}$,
- $C = 200 \text{ pF/m}$ - az érpár két ere között,
- a vizsgált hossz 200 cm .

A mérési összeállítás vázlata a 7. ábrán látható.

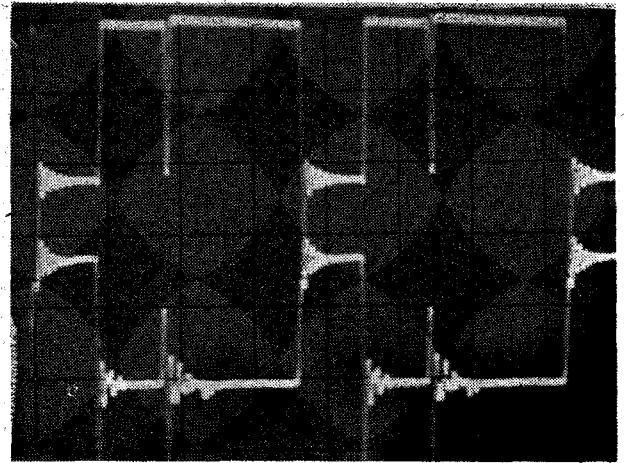
A 8. ábra oszcilloszkópfotóin alul az A, felül a B pont jelalakjai láthatók a következők szerint:

- a) $R_{T1} = R_{T2} \gg Z_0$, a sodrott érpár mindkét vezetéke ugyanarra a pontra kötve, és külön egy érpár a referencia 0 V -nak.
- b) $R_{T1} = R_{T2} \gg Z_0$, a sodrott érpár egyik vezetéke a jelvezeték, a másik a referencia 0 V .
- c) $R_{T1} = R_{T2} = Z_0$, a sodrott érpár egyik vezetéke a jelvezeték, a másik a referencia 0 V .

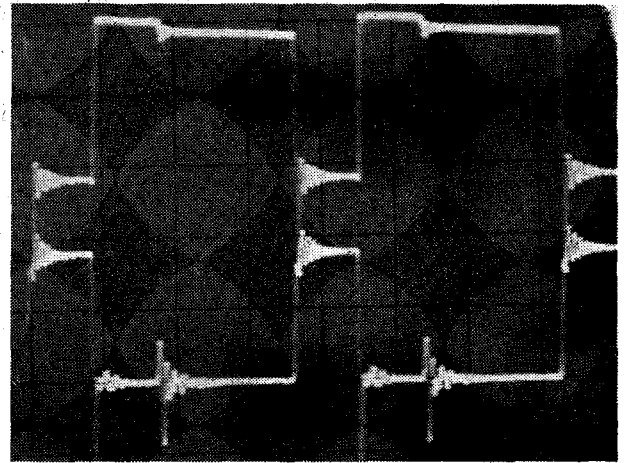
A zavaró impulzus amplitúdóját 5 V fölé növelve tapasztaltunk olyan mértékű zavaró hatást, ami a vevő kapu kimenetén hamis logikai állapotot okozott (lásd 8a ábra).

Következtetések

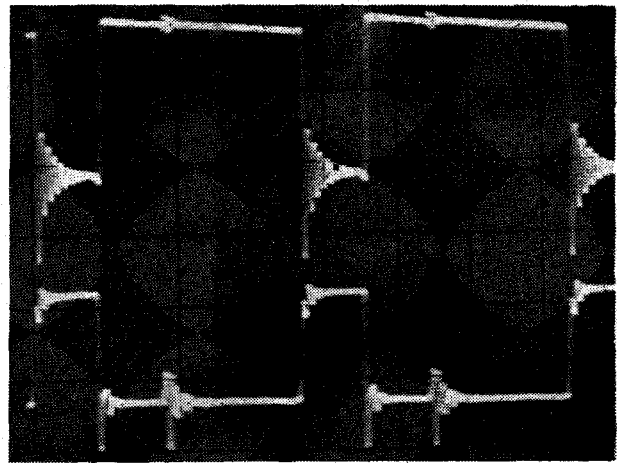
Összekötőkábelként külső szövött árnyékolású kábel célszerű használni. Az árnyékolást a berendezésen belül földpontra kell kötni. A reflexiót kis értéken lehet tartani, ha a kábelt legalább az egyik - célszerűen a vételi - oldalon a kábel hullámimpedanciájával közel azonos értékű ohmos ellenállással zárjuk le. A nem tökéletes vételi oldali lezárásból eredő reflexió adó oldali ismételt reflektálódása csökkenthető az adó oldalon is lezáró ellenállások alkalmazásával. A legjobb közelítést az adó oldali soros, ellenállás-dióda kör és a vevő oldali lezáró ellenállás együttes alkalmazása biztosítja. Az áthallások ellen a sodrott érpár alkalmazása jelenti a legjobb védelmet. Így a kábelen vezetett jelek adására, vételére a 9. ábra szerinti kapcsolás bizonyult a leghatékonyabbnak. Az így felépített mérőkapcsolásnál a zavaró jel amplitúdóját 10 V fölé kellett növelni ahhoz, hogy a vevő kapu kimenetén hamis logikai jelet kapjunk.



a)



$U = 2 \text{ V/cm}$
 $t = 0,5 \mu\text{sec/cm}$ b)

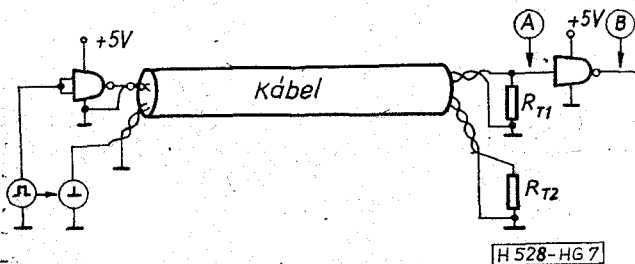


c)

[H 528-HG 8]

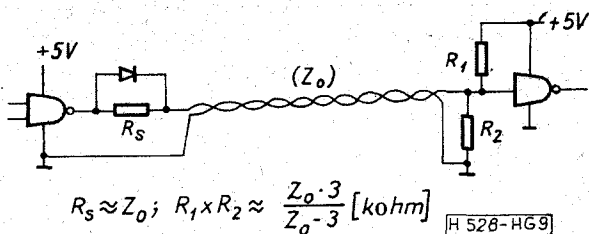
8. ábra. Kábel kimeneti jelalakjai

Sajnos, a gyakorlatban ritkán rendelkezünk a kábel mindkét végével, mivel az esetek túlnyomó többségében a kábellel csatolni kívánt másik berendezés, periféria interface áramköreinek kialakítása olyan ami-lyen. Ilyenkor különösen fontos, hogy a „saját oldal” kialakításánál fokozott gondossággal járjunk el.



[H 528-HG 7]

7. ábra. Kábel vizsgálati összeállítás



9. ábra. Kábel legkevésbé zavarérzékeny használata

Zavar szempontjából a legveszélyesebb, ha a TTL szintű jelekkel azonos kábelben más (magasabb) feszültségű jelek is haladnak, különösen, ha ezeknek 10 MHz-nél nagyobb frekvenciájú komponensei is vannak. Ezért föltétlenül javasoljuk a különböző feszültségű jelek külön kábelben való vezetését.

4. Tápfeszültségzajok

Az integrált áramkörök tápáramellátását biztosító stabil tápfeszültségnek a specifikációs értéknél nagyobb mértékű változása az IC kimenetén hamis logikai jelet eredményezhet. Ez az érték normál TTL áramköröknél 250 mV, azaz ha a tápfeszültség 4,75 V alá csökken nem garantált az áramkör magas kimeneti szintje, illetve ha 5,25 V fölé emelkedik az alacsony kimeneti szint. Ez a feszültségváltozás a következő okokból jöhet létre:

- tápegység-specifikációs eltérés (U_t),
- a tápfeszültség-vezetéseken eső feszültségérték (U_v),
- az áramkörök az átkapcsolás pillanatában nagy tápáramfelvételt jelentenek (dinamikus terhelés) (U_d).

Ezek együttes értéke a 250 mV-t nem haladhatja meg.

$$U_t + U_v + U_d \leq 250 \text{ mV} \quad (1)$$

A hálózatról a tápegységen keresztül jutó zavarok hatásától eltekintünk, azt az előzőekben írtak alapján a tápfeszültség-specifikáción belüli értékűnek tekintjük.

Tápegység-specifikációs eltérés

A stabil tápfeszültségeket még statikus terhelés esetén sem lehet abszolút pontossággal beállítani. A gyakorlatban nem túl bonyolult áramkörökkel megvalósítható pontosság a $\pm 1\%$, ami 5 V-os feszültség esetén $U_t = \pm 50$ mV eltérést enged meg. Ezt a pontosságot a tápegységnek a 0–100 MHz tartományban kellene biztosítania. Ilyén stabilizátort készíteni gyakorlatilag lehetetlen. A szokásos áramköri elemek (pufferkondenzátorok, stabilizátor IC-k) felhasználásával kb. 1 MHz-ig lehet biztosítani a stabilitást. Az ennél nagyobb frekvenciájú komponensek 50 mV-nál kisebb értékét úgy garantálhatjuk, hogy közvetlenül a keletkezési helyüknél nagyfrekvenciás szűrőtagok alkalmazásával lecsökkentjük.

Ha figyelembe vesszük, hogy a másik két hatás (tápfeszültség-vezetékek, dinamikus terhelés) az integrált áramkörökre jutó tápfeszültséget általában csökkenti, akkor a tápegységre tett megkövetést az

alábbiak szerint módosíthatjuk:

$$U_t = \pm 150 \text{ mV}.$$

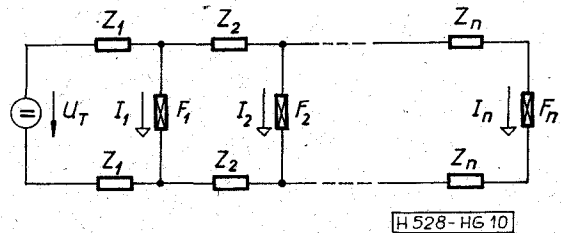
Vagy az 5 V-os tápfeszültség specifikációja $5,1 \pm 0,05$ V lehet, így az (1)-es képlet módosítható,

$$U_t + U_d + U_v \leq 350 \text{ mV}. \quad (2)$$

Tápfeszültség-vezetéseken eső feszültség

A tápegység kimeneti pontjait és a fogyasztás helyét összekötő tápfeszültség-vezetékek impedanciája a rajta átfolyó árammal arányos feszültségesést hoz létre.

A 10. ábrán láthatók az áram- és impedanciaviszonyok, ha az U_T feszültségforrást F_1, F_2, \dots, F_n jelű fogyasztók terhelik, és Z_1, Z_2, \dots, Z_n a tápfeszültség-vezeték impedanciája. A tápfeszültség-vezetéseken eső feszültség értéke



10. ábra. Több fogyasztóval terhelte tápegység áram- és impedanciaviszonyai

$$U_v = 2Z_1(I_1 + I_2 + \dots + I_n) + 2Z_2(I_2 + I_3 + \dots + I_n) + \dots + 2Z_n I_n \quad (3)$$

Az m vezeték szakaszon átfolyó áram értéke:

$$i_m = I_1 + I_2 + \dots + I_n - \sum_{k=1}^{m-1} I_k, \quad (4)$$

$$U_v = \sum_{m=1}^n 2Z_m \cdot i_m.$$

Homogén, konstans keresztmetszetű vezetőre igaz, hogy

$$Z = kl, \quad (5)$$

ahol: k — a vezeték méterenkénti impedanciája (ohm/m), l — a vezeték hossza (m).

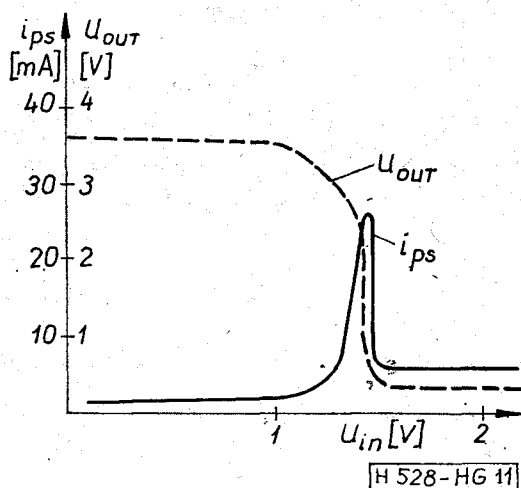
(4)-t és (5)-t összevetve, és a vezeték tetszőlegesen kicsi darabjára vonatkoztatva kapjuk:

$$U_v = 2k \int_0^L i(l) dl. \quad (6)$$

A gyakorlatban egy berendezés tervezésénél a tápegység és a fogyasztók fizikai elrendezése, a fogyasztók áramigénye — ezáltal az integrál értéke —, és U_v értéke is adott, a keresett mennyiség a vezeték keresztmetszete.

A (6)-ból k értéke, és ebből a minimálisan szükséges keresztmetszet (A) — a fajlagos ellenállás (ρ) ismeretében — meghatározható.

$$A = \frac{\int_0^L i(l) dl}{U_v}. \quad (7)$$



11. ábra. TTL kapu tápáram-karakterisztikája

Tápfeszültség-csökkenés az áramkörök átkapcsolása alatt

Egy-egy kapuáramkör tápáramfelvétele az átkapcsolás pillanatában a statikus érték 5–10-szerese. Egy TTL kapu tipikus tápáram-karakterisztikáját láthatjuk a 11. ábrán az ismert transzferkarakterisztikával egybe rajzolva.

Az átkapcsolás alatt mozgatott töltés mennyisége

$$Q = \int_0^{t_{pa}} i(t) dt \quad (8)$$

összefüggésből határozható meg. Ezt a 11. ábra i_{ps} függvényére alkalmazva jó közelítéssel

$$Q = 10^{-10} \text{ As.} \quad (9)$$

érték adódik.

Ez a töltés egy C kapacitású kondenzátor töltése – kisütése közben

$$U_d = \frac{Q}{C} \quad (10)$$

nagyságú feszültség változást okoz. (2)-ből U_d -re megköthetjük, hogy

$$U_d \leq 100 \text{ mV} \quad (11)$$

(9), (10), (11)-ből az egy kapura szükséges kondenzátor értéke:

$$C_{\text{kapu}} \geq 1 \text{ nF.} \quad (12)$$

A gyakorlatban persze kapuk tápfeszültségét szűrni nem tudjuk, csak integrált áramköri tokokat, és az erre a célra megfelelő nagyfrekvenciás kondenzátorok értéke is egy nagyságrenddel ezen érték felett van. Így látható, hogy (12) önmagában még nem elegendő a méretezéshez. De ha figyelembe vesszük, hogy az IC tok teljesítményfelvétele és a benne levő kapuk száma – azaz az átkapcsoláskor mozgatott töltés mennyisége – között egészen arányosság van, akkor a gyakorlati tervezés számára jól használható képlet-höz jutunk a szükséges szűrőkondenzátor méretezését illetően:

$$C \geq 1 \text{ nF}/10 \text{ mW.} \quad (13)$$

A szűrés úgy hatékony, ha a szűrőkondenzátor közvetlenül a szűrni kívánt IC tok mellett helyezkedik el,

azaz ha a kiindulási képletünkben (10) nem kell járulékos ellenállást figyelembe venni. Ez akkor igaz, ha a kondenzátor lábai és az IC tápfeszültség pontjai közötti hozzávetés nagyfrekvenciás ellenállás 100 mohm-nál kisebb. Ezért célszerűbb több kisebb értékű kondenzátort használni.

A (13) képlet helyességét több, nagy bonyolultságú nyáklap esetén a gyakorlatban is ellenőriztük. Ezen nyáklapoknál a „műszaki érzés” szerinti szűrés teljességgel hatástalan volt, minden tároló összeviszása billegett. A (13)-mal kiszámított szűréssel a nyáklap egyből megjavult.

Következtetések

Egy-egy berendezés tervezésénél a tápfeszültség-ellátást, a tápfeszültségek vezetését, a dinamikus hatások szűrését is meg kell tervezni. A tervezés a megfelelő képletek (2), (7), (11), (13) segítségével biztosítható, és számítógépes tervezés esetén is könnyen alkalmazható.

A tápfeszültség-eltérésre a következő számszerű megköteéseket tehetjük:

$$U_i = 50 \text{ mV}$$

$$U_d = 100 \text{ mV}$$

$$U_p = 100 \text{ mV}$$

Vagy, ha $U_i = 5,1 \pm 0,05 \text{ V}$, akkor:

$$U_i = 50 \text{ mV}$$

$$U_d = 100 \text{ mV}$$

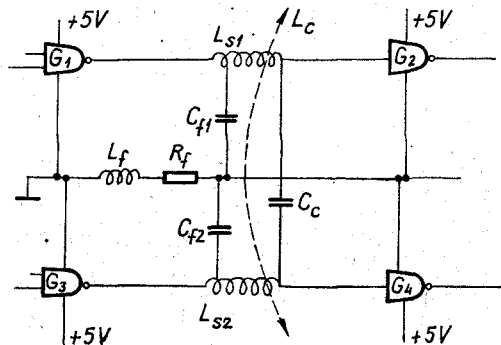
$$U_p = 200 \text{ mV}$$

5. A nyomtatott áramköri lapon belüli zajok

Egy logikai kártyán belüli két jel egymásra hatásából eredő zavar a következő fizikai hatások miatt jöhet létre:

- kapacitív csatolás,
- induktív csatolás,
- galvanikus csatolás.

A 12. ábrán látható, hogy a G_1, G_2 kapuk közötti jel milyen hatásokon keresztül zavarhatja a G_3, G_4 kapuk közti jelet. Az L_c kölcsönös induktivitás az induktív csatolást, a C_c kapacitás a kapacitív csatolást repre-



12. ábra. TTL kapuk között lehetséges zavaró hatások

zentálja, míg az L_f, R_f földimpedancia a közös föld ágba galvanikus csatolást okoz.

Kapacitív csatolás

A nyomtatott kártyán az egymáshoz közel haladó, párhuzamos vezeték közötti kapacitív csatolás a gyakorlatban előforduló egyik leggyakoribb zavaró hatás. Ennek nagyságát a 13. ábra helyettesítő kapcsolása alapján vizsgálhatjuk.

A legkedvezőtlenebb esetben a G_3 kapu kimenetén logikai 1 szint van (nagyobb a kimenő ellenállás, R_k mint logikai 0 szint esetén) és a G_1 kapu logikai 1-ből 0-ba vált, és általában $R_b \gg R_k$. Ilyenkor

$$U_z = U_{z1} \frac{R_{k3}}{R_{k3} + R_{k1}}, \quad (14)$$

nagyságú váltás jut a G_4 kapu bemenetére. Ez hamis kimeneti jelet eredményez, ha legalább t_{pd} ideig az U_k küszöb feszültség alá esik. Ha a C_c kapacitás töltését exponenciális görbe szerintinek tételezzük fel, akkor az U_k alá eső feszültség értéke

$$U_k + U_z - U_{k1} = U_z \left(1 - e^{-\frac{t_{pd}}{\tau}}\right), \quad (15)$$

amit átrendezve

$$\frac{U_z}{U_{k1} - U_k} = e^{\frac{t_{pd}}{\tau}}. \quad (16)$$

A csatoló kapacitás töltési állandója

$$\tau = C_c(R_{k1} + R_{k3}). \quad (17)$$

A (14), (16), (17) egyenletekből a megengedhető legnagyobb csatoló kapacitás, ami még nem okoz hamis kimeneti szintet a G_4 kapu kimenetén

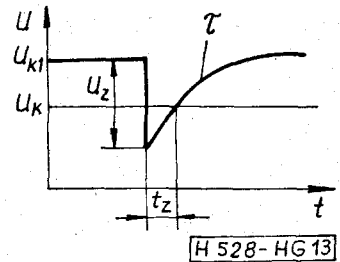
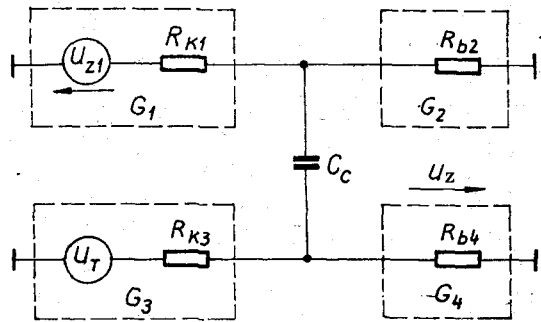
$$C_{cmax} = \frac{t_{pd}}{(R_{k1} + R_{k3}) \ln \left[\frac{U_{z1}}{U_{k1} - U_{k2}} \cdot \frac{R_{k3}}{R_{k3} + R_{k1}} \right]}. \quad (18)$$

A TTL áramkörökre jellemző értékeket (18)-ba behelyettesítve

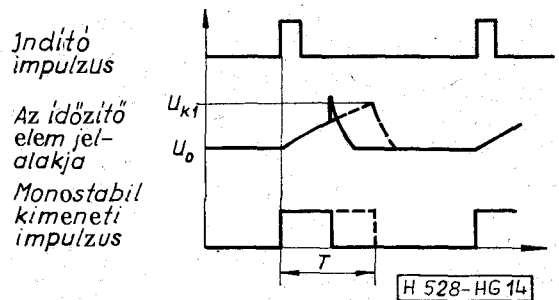
$$C_{cmax} = 20 \text{ pF}, \quad (19)$$

értéket kapunk, ami elég nagy érték, ha figyelembe vesszük, hogy a szokásos finom rajzolat esetén két vezető kapacitása kb. 10–20 pF/m értékű. Azaz a nem extrém méretű nyomtatott áramköri lapoknál két jelvezeték kapacitív csatolása önmagában nem eredményez hamis logikai kimenetet.

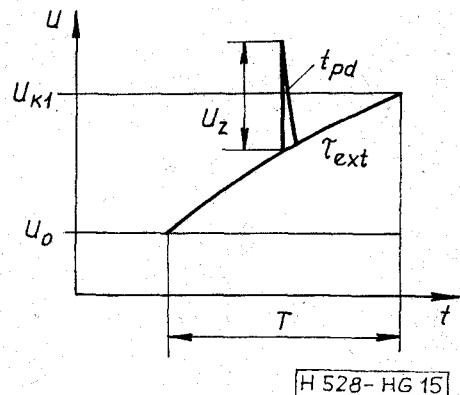
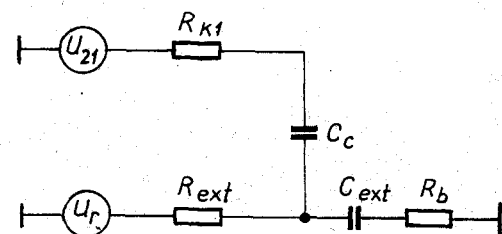
Rosszabb a helyzet, ha a zavart jel egy monostabil multivibrátor időzítő elemének a vezetéke, amelyen működés közben pár tized voltos feszültség a monostabil „idő előtti lejárását”, vagyis a tervezettnél rövidebb impulzust eredményez a 14. ábrán látható módon. Ebben az esetben az a legkedvezőtlenebb, ha a zavaró jel logikai 0-ból 1-be vált, és a monostabil időzítő jele (zavart jel) már a komparálási szinthez közel eső értékű. Nem követünk el túl nagy hibát, ha az időzítő kondenzátor töltését exponenciális helyett lineárisnak tételezzük fel a vizsgált szakaszon, és a zavar időtartamára (t_{pd}) konstans szintűnek tekintjük. A zavaró jel nagysága a 15. ábra helyettesítő



13. ábra. Helyettesítő kapcsolás a kapacitív csatolás vizsgálatához



14. ábra. Monostabil multivibrátor idődiagramja



15. ábra. Helyettesítő kapcsolás a monostabil multivibrátor vizsgálatához

kapcsolásából

$$U_z = U_{z1} \frac{R_{\text{ext}} \times R_b}{R_{\text{ext}} \times R_b + R_{k1}}, \quad (20)$$

T értékének 10%-os csökkenését még megengedve, C_c -re megengedhető legnagyobb érték

$$C_{c \text{ max}} = \frac{t_{pd}}{(R_{\text{ext}} \times R_b + R_{k1}) \ln \frac{U_z}{0,1(U_{k1} - U_0)}}. \quad (21)$$

Ami az SN74123 típusú monostabil multivibrátor tipikus adatait figyelembe véve, $R_{\text{ext}} = 20$ kohm időzítő ellenállással

$$C_{c \text{ max}} = 0,10 \text{ pF}, \quad (22)$$

értéket ad. Ez azt jelenti, hogy az időzítő elemeket nem szabad 50 mm-nél hosszabb vezetékkel az IC-hez kötni, és lehetőleg minden más vezetéktől minél távolabb kell vinni.

A (18) egyenlet igaz abban az esetben is, amikor kábelen vezetett jelek kapacitív csatolását vizsgáljuk. A kábel geometriai méreteivel a méterenkénti kapacitása adott, ebből egy adott kábeltípus esetén használható maximális hossz kiszámítható.

$C_{c \text{ max}}$ akkor lesz a legnagyobb, ha R_{k3} minimális és U_{k1} maximális értékű. Ha $U_{k1} = U_{z1} \geq 2U_k$ és $R_{k1} = R_{k3}$, akkor (18)-ban az U tani tört közel 1 lesz, ami nagyon nagy C_c -t enged meg. Ezek a feltételek a gyakorlatban azt jelentik, hogy a G_1 és G_3 kapuk egyformák, kis magas kimenőimpedanciájúak és minimálisan vannak terhelve (kimeneti szintjük 3,6 V körüli).

A gyakorlatban a helyzet egy kicsit kedvezőbb, mint a fenti számítások szerinti, mivel a zavaró jel nem végtelenül meredek ugrásfeszültség. Így a fenti egyenletek gyakorlati méretezésre biztonsággal alkalmazhatók.

Induktív csatolás

Párhuzamos vezetékek közötti induktív csatolás is okozhat zavart a 12. ábrán látható módon. Az induktív hatásból eredő zavar általában kisebb, mint a kapacitív csatolás által okozott, és akkor tárgyalható külön, ha a vezetéken a terjedési idő jóval kisebb, mint a jel fel-lefutási ideje. Ez egy lapon belül általában igaz. Az induktív zavaró feszültség értéke:

$$U_z(t) = -L_c \frac{di_z(t)}{dt}. \quad (23)$$

Ahol L_c a kölcsönös induktivitás, $i_z(t)$ a zavaró jel árama. L_c a csatolási tényező (k) és a vezeték induktivitása (L_{s1}, L_{s2}) ismeretében

$$L_c = k \sqrt{L_{s1} \cdot L_{s2}}. \quad (24)$$

$U_z(t)$ csökkenthető, ha k, L_{s1}, L_{s2} kis értékű. k kis értéken tartható rövid, egymástól távol eső, vagy sodrott vezetékek alkalmazásával.

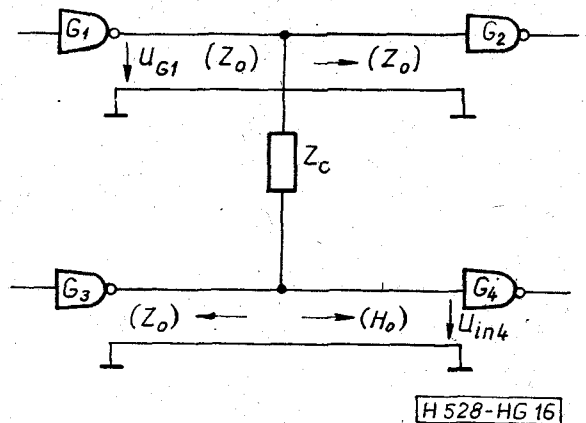
Galvanikus csatolás

A 12. ábrán látható elrendezésben a közös földág L_f induktivitása és R_f ellenállása zavart eredményezhet. Általában az induktivitás által okozott zavarhoz képest az ohmos tag elhanyagolható. A gyors és nagy

áramváltozások az induktivitáson feszültséglökéseket okoznak, amelyek az ugyanezen a földvezetéken záródó más áramköröknél hamis kimeneti jelet eredményezhetnek. Ezek ellen megfelelő földelési rendszer kialakításával — indukciószegény, kis ohmos ellenállású, lehetőleg minél nagyobb felületű földfóliák — lehet védekezni.

6. Huzalozási zajok

A logikai kártyák jeleit összekötő huzalozásokra az előzőekben elmondottak értelemszerűen vonatkoznak, azzal a megszorítással, hogy hosszabb összekötő vezetékknél a jelterjedési idő összemérhetővé válik a jelek fel-lefutási idejével, így az induktív és kapacitív zavaró hatás nem választható szét. Ilyenkor a 16. ábrán látható módon csatoló impedanciával (Z_c) számolhatunk. A zavarás mértékére az áthallás (a G_1 kimenetéről a G_4 bemenetére jutó jel, U_{in4}/U_{G1}) a jellemző.



16. ábra. Csatoló impedancia hatása

Ha a G_1 kapu kimenő ellenállása $R_{s1} \ll Z_0$, akkor igaz, hogy

$$\frac{U_{in4}}{U_{G1}} = \frac{1}{1 + \frac{Z_c}{Z_0}}, \quad (25)$$

ahol Z_0 a vezeték hullámellenállása, Z_c pedig a csatoló impedancia.

Az SN74-es sorozatú integrált áramkörökre megengedhető áthallás érték:

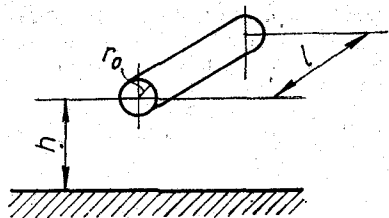
$$\frac{U_{in4}}{U_{G1}} \leq 0,2, \quad (26)$$

(25) és (26) összevetéséből következik, hogy

$$\frac{Z_c}{Z_0} \geq 4, \quad (27)$$

szükséges a TTL szintű jelek huzalozásánál. Ez egyrészt kis Z_0 , másrészt nagy Z_c impedanciával biztosítható. Z_0 kicsi, ha L_s kicsi és C_s nagy

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}}. \quad (28)$$



H 528-HG 17

17. ábra. Vezeték földkapacitásának számításához

A 17. ábrán látható geometriai elrendezésű vezeték kapacitása a földhöz képest

$$C_s = \frac{2\pi\epsilon_0 l}{\ln \left[\frac{2h}{r_0} - 1 \right]}, \quad (29)$$

C_s a (29)-ből láthatóan akkor lesz nagy értékű, ha vastag vezeték a földhöz lehető legközelebb vezetünk ($h \rightarrow r_0$). r_0 növelésével L_s is csökken.

A (28) és (29) képletekből látható, hogy a Z_0 nem függ a vezeték hosszától, mert L_s és C_s egyenesen arányos l -lel. A Z_c impedancia l növelésével arányosan csökken, így egy bizonyos érték felett a (27)-es egyenlőtlenség nem teljesül. Általában $l \leq 30$ cm

hosszúságú vezetékek esetén minden különösebb megkötés nélkül teljesül a (27)-es feltétel. Ennél hosszabb összeköttetések megvalósításánál azonban mindenképpen a kis hullámellenállású, nagy Z_c -jú szalagkábelek alkalmazása célszerű.

IRODALOM

- [1] R. L. Morris—J. R. Miller: Designing with TTL Integrated Circuits. Texas Instruments Incorporated. McGraw—Hill, 1971.
- [2] D. K. Lynn—C. S. Meyer—D. J. Hamilton: Analysis and Desing of Integrated Circuits. Motorola Inc. McGraw—Hill, 1967.
- [3] Das TTL — Kochbuch. Texas Instruments Deutschland GmbH. 1972.
- [4] B. Heniford: Noise in 54/74 TTL Systems. Texas Instruments Deutschland GmbH. CA—108. Dez. 69.
- [5] The TTL applications handbook. Fairchild Semiconductor August. 1973.
- [6] The Integrated Circuits Catalog for Design Engineers. Texas Instruments Incorporated, CC—401 12 715.
- [7] Funk — Entstörbauelemente Datenbuch 1974/75. SIEMENS
- [8] Dr. Ruppenfhal P.: Logikai áramkörök zavarérzékenysége. Híradástechnika, XXIV. 7. sz. 207—214.
- [9] Czapolai I.: Digitális berendezések zajproblémái. Mérés és Automatika. XXIV. 1976. 8. sz. 288—292.
- [10] Halmi Gábor: Zaj-zavar védeettségi vizsgálatok. TERTA fejlesztési tanulmány 1976. okt.